

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM SISTEMA NO-BREAK
NÃO CONVENCIONAL A TRANSISTORES DE POTENCIA COM A MODULAÇÃO 180°

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

RICARDO NEDERSON DO PRADO

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1987.

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM SISTEMA NO-BREAK NÃO CONVEN
CIONAL À TRANSISTORES DE POTÊNCIA COM A MODULAÇÃO 180°

RICARDO NEDERSON DO PRADO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



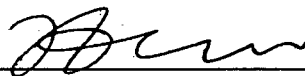
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador

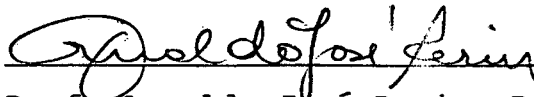


Prof. Luiz Gonzaga de S. Fonseca, D.Sc
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

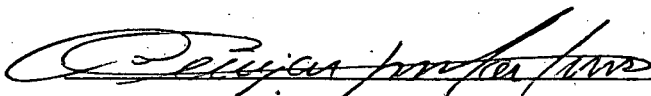
BANCA EXAMINADORA



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Simon Tov Bahbouth, Dr.

Aos Meus Pais e Irmãos

A Minha Esposa.

A Larissa.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, pela efetiva dedicação ao trabalho de orientação.

Ao Prof. Arnaldo José Perin, pela permanente disposição e boa vontade em colaborar.

Aos amigos, Antônio Ivan Bastos Sobrinho, Larry Fiori Ollé, Joaquim Rangel Codeço, Júlio Cezar Oliveira Bolacell, Marco Aurélio de Oliveira e Paulo José Torri pelo constante estímulo e apoio; além do convívio e colaboração prestada.

Aos demais colegas, pelo convívio.

A UFSC e a CNEN, pelas condições oferecidas e apoio financeiro.

Aos Professores, Técnicos e Funcionários do Curso de Pós-Graduação.

A Minha Esposa Ana Maria, pela compreensão e incentivos prestados.

A Minha Família, pelo estímulo e confiança.

Aos professores que compõem a banca examinadora.

A Lúcia Maria Conceição pela dedicação ao trabalho de dactilografia desta.

A Juan Aurélio Fernandes Altamiranda pela colaboração prestada.

A Júlio Arilon Bittencourt pela colaboração prestada.

SIMBOLOGIA

a_n e b_n	-	Coeficiente da Série de Fourier
$A_1, A_2 \dots$	-	Endereços da Memória EPROM
C	-	Capacitor de Filtragem ou do Filtro de 2ª Ordem
C_1, C_2	-	Capacitores do Filtro Sintonizado
C_{LK}	-	Sinal de Relógio
D	-	Diodo
E	-	Tensão Contínua de Entrada do Inversor
$e(t)$	-	Tensão da Fundamental da Tensão de Saída do Inversor
f	-	Frequência de Saída do Inversor
f_i	-	Frequência Central do V_{C0} do PLL
I	-	Corrente Alternada de Fonte de Corrente Co-senoidal
I_m	-	Corrente Máxima da Fonte de Corrente Alternada Co-senoidal
I_{md}	-	Corrente Média na Entrada do Inversor ou na Tensão Contínua E
i_L	-	Corrente no Indutor L
i_E	-	Corrente que Circula na Bateria
i_C	-	Corrente de Carga
i_B	-	Corrente na Base do Transistor
L	-	Indutância de Filtragem ou do Filtro de 2ª Ordem
L_1	-	Indutância do Filtro Sintonizado
f_p	-	Fator de Potência do Inversor
Q	-	Saída do Flip-Flop

- $Q_1, Q_2 \dots$ - Saídas do Contador
- T_{r1} - Transistor 1
- V_C - Tensão de Carga
- v - Tensão do Sistema C.A.
- v_L - Tensão no Indutor L
- V_{ref} - Tensão de Referência
- V_{BE1} - Tensão Base-Emissor do Transistor 1
- Z_1 - Impedância Série do Filtro Genérico
- Z_2 - Impedância Paralelo do Filtro Genérico
- Z_C - Impedância de Carga
- α - Ângulo de Defasamento da Tensão de Saída do Inversor em Relação a Tensão do Sistema C.A.

RESUMO

O trabalho trata sobre Sistemas "No-Break".

Fez-se o estudo e a implementação de um Sistema "No-Break" não convencional a transistores de potência. O Sistema "No-Break" utiliza apenas um conversor estático, que acumula as funções de retificador e inversor, com modulação 180 graus.

Todas as grandezas envolvidas foram colocadas como função da variável de controle.

Devido a modulação empregada o filtro utilizado tornou-se volumoso.

A modulação PWM mostrou-se necessária e a simulação confirma sua viabilidade.

Devido ao uso de apenas um conversor a estrutura se torna menos volumosa e economicamente desejável.

Os ensaios realizados confirmam os resultados da análise teórica e simulação, apresentando bom desempenho.

ABSTRACT

This work is concerned with No-Break systems. The study and implementation of a non-conventional No-Break system using transistors have been carried out. The No-Break system utilizes a single static converter, which performs both the rectifier and inverter functions, with 180 degrees modulation.

All quantities related to the system are expressed as functions of the control variable.

The type of modulation employed has required the use of a physically bulky filter.

It has been also necessary to utilize PWM modulation, whose viability has been confirmed by simulation.

The use of a single converter yields a smaller and more economical structure.

Tests performed with the proposed system conform the good performance observed in both theoretical analysis and simulation.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA.....	v
RESUMO	vii
ABSTRACT.....	viii

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução.....	001
1.2 - Sistema "No-Break".....	002
1.3 - Sistemas "No-Break" Eletromecânicos.....	003
1.3.1 - Sistema Motor-Gerador com Volante.....	004
1.3.2 - Sistema Motor-Gerador - Volante-Gerador C.C. e Bateria.....	005
1.3.3 - Sistema Motor-Gerador - Volante e Gerador de Emergência.....	005
1.3.4 - Sistema Motor-Gerador - Motor C.C. - Baterias- Carregador de Baterias e Gerador de Emergência...	007
1.4 - Sistemas "No-Break" Estáticos.....	008
1.4.1 - Sistema "No-Break" Estático Não Redundante.....	009
1.4.2 - Sistema "No-Break" Redundantes.....	011

CAPÍTULO 2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E ESTUDO ANALÍTICO DO SISTEMA "NO-BREAK" PROPOSTO.

2.1 - Introdução.....	014
2.2 - Apresentação da Estrutura Proposta.....	014
2.3 - Estudo Analítico do Inversor Considerando o Sistema C.A. em Série com a Indutância L como Fonte de Corrente Alter- nada.....	017

2.3.1 - Obtenção da Expressão da Corrente Média na Bateria (I_{md}).....	022
2.3.2 - Potência Média na Bateria.....	023
2.3.3 - Potência Média no Lado C.A.....	023
2.3.4 - Série de Fourier da Tensão na Saída do Inversor.....	025
2.3.5 - Potência Aparente do Inversor.....	026
2.3.6 - Fator de Potência do Inversor.....	027
2.3.7 - Potência Reativa do Inversor.....	027
2.3.8 - Representação Gráfica dos Parâmetros Estudados em Função da Variável de Controle, o Ângulo α ...	028
2.4 - Estudo Analítico do Inversor Considerando-se o Sistema C.A. em Série com a Indutância L como Carga para o Inversor, Ignorando-se os Harmônicos.....	029
2.4.1 - Obtenção da Expressão da Corrente na Indutância L ($i_L(\omega t)$).....	029
2.4.2 - Corrente Média que Circula na Bateria (I_{md}).....	038
2.4.3 - Potência Média na Bateria.....	040
2.4.4 - Potência Média no Lado C.A.....	041
2.4.5 - Potência Aparente do Inversor.....	043
2.4.6 - Fator de Potência do Inversor.....	043
2.4.7 - Potência Reativa do Inversor.....	045
2.5 - Estudo Analítico do Inversor Considerando todos os Harmônicos da Tensão de Saída do Inversor.....	048
2.5.1 - Obtenção da Expressão da Corrente $i_L(\omega t)$	048
2.5.2 - Obtenção da Expressão da Corrente Média (I_{md})...	052
2.5.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da Corrente $i_L(\omega t)$	057

2.5.4 - Potência Aparente, Reativa e Fator de Potência ...	062
2.6 - Conclusões	067
CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DA ESTRUTURA POR SIMULAÇÃO	
3.1 - Introdução	069
3.2 - Simulação da Estrutura Inversora	069
3.2.1 - Fonte de Tensão Contínua - Fonte de Corrente Alter <u>n</u> ada	069
3.2.1.1 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=0^{\circ}$	070
3.2.1.2 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=90^{\circ}$	071
3.2.1.3 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=180^{\circ}$	072
3.2.1.4 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=270^{\circ}$	073
3.2.2 - Fonte de Tensão Contínua - Carga v e L	075
3.2.2.1 - Valores Iniciais Indutância de Filtragem ..	076
3.2.2.2 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=0^{\circ}$	076
3.2.2.3 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=90^{\circ}$	077
3.2.2.4 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=180^{\circ}$	081
3.2.2.5 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $=270^{\circ}$	082
3.3 - Conclusões	084

CAPÍTULO 4 - IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO A TRANSISTORES COM MODULAÇÃO 180°

4.1 - Introdução.....	085
4.2 - Comando do Inversor.....	085
4.2.1 - Circuito Lógico de Comando.....	085
4.2.2 - Derivação, Amplificação e Isolamento.....	091
4.2.3 - Comando de Base dos Transistores.....	092
4.2.4 - Circuito de Proteção.....	095
4.3 - Circuito de Sincronização.....	097
4.4 - Circuito de Controle.....	100
4.5 - Circuito de Controle de fase na Saída do Sistema C.A.....	103
4.6 - Circuito de Potência.....	104
4.7 - Chave Estática Assíncrona.....	105
4.7.1 - Circuito Gerador de Pulsos.....	105
4.7.2 - Circuito de Isolamento e Proteção.....	106
4.7.3 - Circuito de Controle.....	107
4.8 - Resultados Obtidos e Conclusões.....	109

CAPÍTULO 5 - TESTES E RESULTADOS OBTIDOS

5.1 - Introdução.....	110
5.2 - Dimensionamento do Indutor de Filtragem L.....	110
5.3 - Ensaio da Estrutura Proposta na presença do Sistema C.A.	
5.3.1 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha = 0^\circ$	115
5.3.2 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha = 90^\circ$	110

5.3.3 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha = 180^{\circ}$	118
5.3.4 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha = 270^{\circ}$	119
5.4 - Dimensionamento do Filtro.....	120
5.5 - Simulação da Falta do Sistema C.A.....	144
5.6 - Simulação da Volta do Sistema C.A.....	150
5.7 - Ensaio da Falta e Volta do Sistema C.A.....	155
5.8 - Conclusões.....	157
CAPÍTULO 6 - INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO A TRANSISTORES DE POTÊNCIA COM MODULAÇÃO PWM.	
6.1 - Introdução.....	158
6.2 - Objetivos da Modulação.....	158
6.3 - Simulação da Estrutura com Modulação PWM.....	159
6.3.1 - Simulação da Estrutura Inversora na Presença do Sistema C.A.....	159
6.3.2 - Dimensionamento do Filtro LC.....	164
6.4 - Circuito Lógico de Leitura da Memória.....	175
6.5 - Incorporação do Circuito Lógico da Modulação PWM ao Circuít to Lógico de Comando do Inversor.....	178
6.6 - Conclusões.....	180
CONCLUSÃO FINAL.....	182
SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS.....	183
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	184

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução

Instalações que utilizam equipamentos com elevado grau de tecnologia devem preencher requisitos técnicos cada vez mais rigorosos, e devem operar de forma confiável sem falhas próprias e sem serem sensivelmente afetados por fatores externos. Além disso devem possuir rendimento elevado, longa vida útil, baixos níveis de manutenção, etc..

Modernos sistemas tais como:

- Centrais de computadores
- Centrais de comunicações
- Instrumentação médica
- Iluminação de segurança
- Processos industriais
- Equipamentos de segurança militar
- Controle de tráfego aéreo ou ferroviário (metrô)
- Satélites
- etc..

Necessitam de alimentação de energia elétrica sem falhas (Sistemas "No-Break"). Em muitos dos sistemas acima a continuidade da energia não deve ser a única característica da alimentação a ser considerada, mas também a qualidade de energia, ou seja:

- Níveis toleráveis de variação da tensão, frequência e fase
- Qualidade da forma de onda da tensão
- Níveis toleráveis de transientes
- etc..

Muitas das falhas nestes equipamentos são consequência de defeitos na alimentação de energia elétrica. Quedas de tensão ou faltas, mesmo de curta duração, podem causar danos à operação desses equipamentos.

A interrupção ou flutuação da tensão, mesmo na faixa de milissegundos, pode interferir com equipamentos de processamento eletrônico de dados, que são certamente os equipamentos mais sensíveis. O sistema "No-Break" estático é portanto recomendado e em alguns casos uma absoluta necessidade para garantir a confiabilidade e a disponibilidade de equipamentos que exigem fornecimento de energia elétrica sem falhas.

Neste capítulo são apresentados os sistemas "No-Break" eletromecânicos e estáticos mais comuns. Descreve-se o princípio dos conversores, suas vantagens e desvantagens.

1.2 - Sistema "No-Break"

Sistema "No-Break" é um sistema cuja função principal é o fornecimento de potência, no caso de falha da rede comercial, a quem o uso resultará geralmente em interrupção do fornecimento de potência a carga.

Ao se fazer uma avaliação dos sistemas "No-Break", devem ser considerados os seguintes fatores:

- Qualidade do Serviço - variação na tensão e freqüência, fase e conteúdo de harmônicos.
- Confiabilidade e redundância.
- Custo - aquisição e instalação.
- Complexidade e manutenção.
- Capacidade dos equipamentos manterem o serviço sem a quebra do fornecimento de energia elétrica a carga.
- Máxima duração de saída da rede.
- Vibrações e nível de ruído.
- Proteção contra curto-circuito.

Os dois tipos básicos de sistemas "No-Break" em uso são:

- Sistema "No-Break" Eletromecânicos
- Sistema "No-Break" Estáticos

1.3 - Sistemas "No-Break" Eletromecânicos

Os sistemas "No-Break" Eletromecânicos foram introduzidos a mais de 50 anos; no entanto, sua aplicação foi limitada por falta de aplicações na indústria e comércio.

A seguir são mencionados alguns tipos de sistemas "No-Break" eletromecânicos.

1.3.1 - Sistema Motor-Gerador com Volante |1|

A Figura 1.1 representa este sistema:

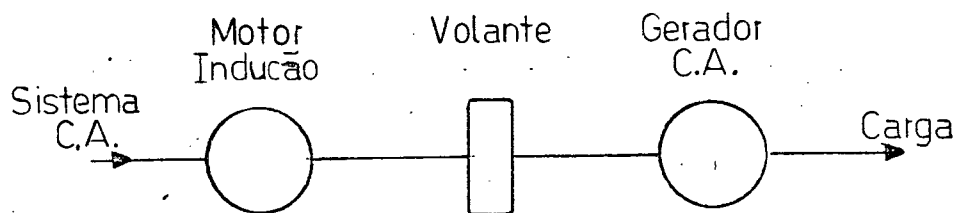


FIGURA 1.1 - Sistema motor-gerador com volante.

Neste sistema a inércia do volante manterá a tensão e frequência de saída do gerador C.A. por um curto espaço de tempo após a falta da rede.

Este sistema é muito simples e de fácil manutenção. No entanto não é redundante e qualquer saída de operação forçada ou planejada do conjunto motor-gerador resultará em interrupção no fornecimento de potência à carga.

Vantagens

- Baixo custo inicial
- Fácil realização
- Fácil manutenção
- etc...

Desvantagens

- Não é redundante
- Necessidade de instalações apropriadas
- Manutenção constante
- Alto nível de vibrações e ruídos
- etc..

1.3.2 - Sistema Motor-Gerador C.A. - Volante-Gerador C.C. e Bateria |4|

Este sistema está representado na Figura 1.2.

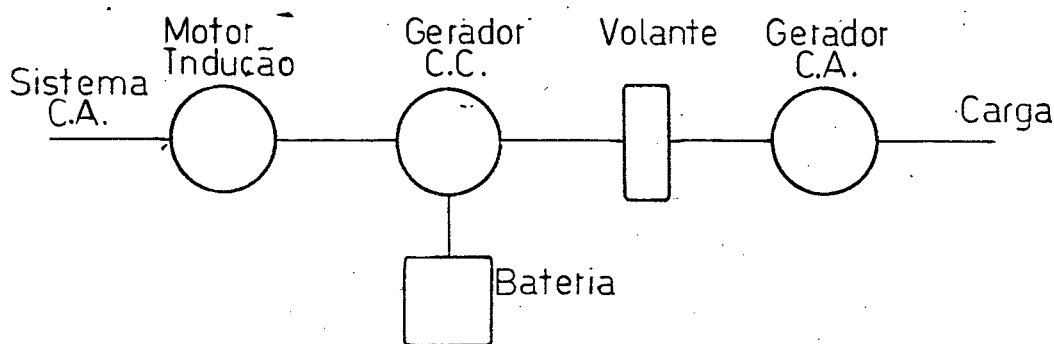


FIGURA 1.2 - Sistema Motor-Gerador C.A.- Volante-Gerador C.C. e Bateria.

Em operação normal, o motor de indução acionará o gerador C.A. com fornecimento de potência à carga. O gerador C.C. pode então ser usado para fornecer carga às baterias. Com a queda da rede, a bateria fornecerá corrente para acionar o gerador C.C..

Quando a rede voltar, o sistema volta automaticamente a operação normal. A capacidade da bateria determina a duração da saída através da qual a carga poderá ser sustentada.

As vantagens e desvantagens desta estrutura são aproximadamente idênticas às discutidas no sistema da Figura 1.1.

1.3.3 - Sistema Motor-Gerador com Volante e Gerador de Emergência|1|

Este sistema adiciona, ao sistema da Figura 1.1, um gerador de emergência e uma chave de transferência automática. Este sistema está representado na Figura 1.3.

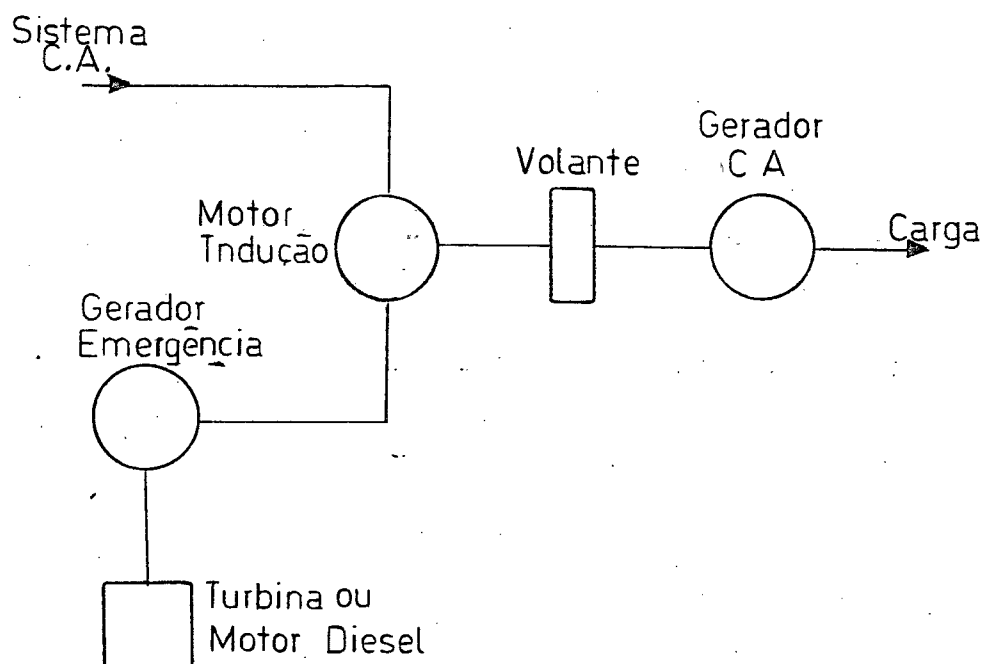


FIGURA 1.3 - Sistema Motor-gerador com Volante e Gerador de Emergência

Este sistema apresenta como:

Vantagens:

- Baixo custo inicial.
- Custos de manutenção moderados.
- Não precisa de baterias pesadas e não requer equipamentos para ventilação das baterias.
- O tempo de fornecimento de potência quando há falta de rede é grande.

Desvantagens:

- A frequência fixa na carga é sempre inferior a 60Hz e baixa até aproximadamente 57Hz durante uma saída rápida.
- É requerido um fornecimento garantido de vapor em todo tempo afim de que seja dada condição de fornecimento de potência quando a rede faltar.

1.3.4 - Sistema Motor-Gerador com Motor C.C. - Baterias - Carregador de Baterias e Gerador de Emergência |4|

Este sistema é similar ao sistema da Figura 1.2 com a adição de um carregador de baterias para prover potência C.C. em adição a bateria. Este sistema está representado na Figura 1.4.

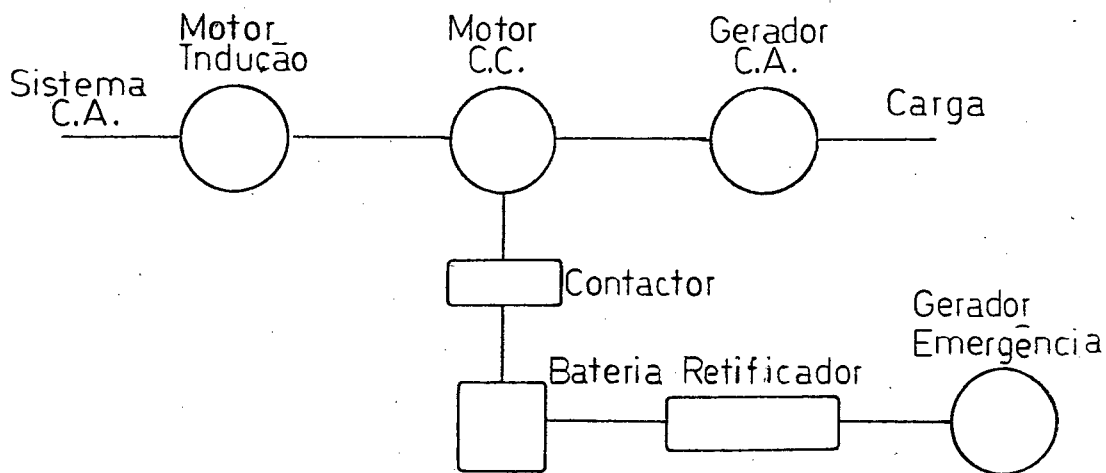


FIGURA 1.4 - Sistema Motor-Gerador com Motor C.C. - Baterias.

O carregador de bateria deve ser alimentado através de uma outra fonte que não seja a rede e deve ter capacidade suficiente para operar o motor C.C.. Isto é requerido para operar o motor C.C. até que o carregador possa ser energizado através de um sistema de geração C.A. de emergência.

Vantagens:

- Custo inicial moderado
- Frequência de operação de $60\text{Hz} \pm 1/4 \text{ Hz}$
- Capacidade de usar gerador diesel de emergência
- etc..

Desvantagens:

- Alto custo de operação
- Manutenção do comutador do motor C.C.
- Manutenção e ventilação das baterias
- Peso das baterias é muito grande
- Peso do conjunto motor-gerador é muito grande
- etc..

Outros tipos de sistemas "No-Break" eletromecânicos foram desenvolvidos no passado, mas os sistemas descritos representam amplamente a maioria dos sistemas usados.

A maior desvantagem dos sistemas "No-Break" eletromecânicos é o uso do conjunto motor-gerador, que requer um alto nível de manutenção para sustentá-los em adequadas condições de operação.

1.4 - Sistemas "No-Break" Estáticos

Com o incremento do uso de instrumentação eletrônica e computadores, fez-se necessário o aparecimento de sistemas "No-Break" mais sofisticados e livres de manutenção. Isto resultou no aparecimento de sistemas "No-Break" Estáticos.

Os sistemas "No-Break" estáticos dividem-se basicamente em:

- 1) Não redundantes
- 2) Redundantes

1.4.1 - Sistema "No-Break" Estático Não Redundante |1|, |15|, |19|

A Figura 1.5 representa a topologia mais comum.

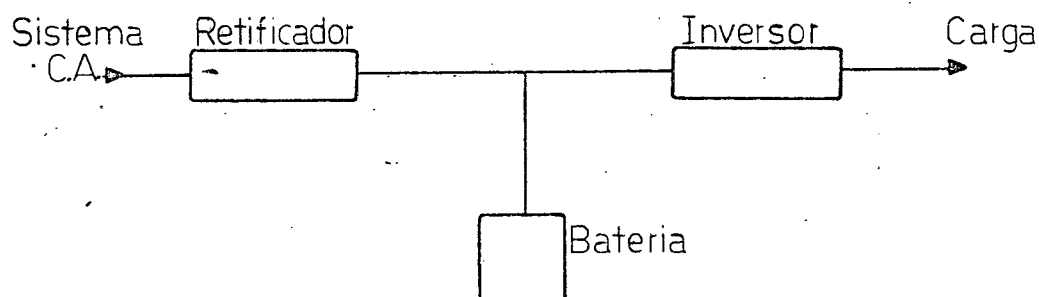


FIGURA 1.5 - Sistema "No-Break" Estático Não-Redundante.

Descrição dos Componentes

a) Retificador/Carregador

Tem a função de alimentar a bateria e o inversor a ele subordinado, transformando corrente alternada em corrente contínua.

b) Bateria

A bateria tem a função de alimentar o inversor a que está ligada, sob carga nominal. Deve ser composta por um tipo de elemento próprio para suportar elevadas correntes de descarga em curtos intervalos de tempo, ou seja, um elevado di/dt .

c) Inversor

O inversor tem por finalidade produzir um sistema alternado com frequência e tensão reguladas. Alimentado apartir da bateria ou do retificador.

Neste sistema toma-se a potência C.A. do inversor para a carga e não da rede a qual é ligada na entrada do sistema.

A bateria deve ser grande suficiente para garantir o fornecimento de potência à carga até que:

a) A carga possa ser fechada de maneira ordenada.

ou

b) A rede retorne ou um fornecimento alternado de emergência possa ser trazido a linha.

Tipicamente as baterias suportam 5,15 ou 30 minutos. Para conseguirmos uma capacidade bem maior de duração, um motor ou turbina-gerador como fonte de potência de emergência pode ser considerada.

Este sistema tem como:

Vantagens:

- Potência ininterruptível precisa
- Baixa manutenção, não removendo as partes
- Fácil instalação, não necessita de fundações especiais
- Alta eficiência
- Bom desempenho; frequência não afetada por variações de carga
- Excelente regulação de tensão
- Rápido tempo de resposta a transientes
- Limite de potência cada vez mais acima da faixa requerida
- Possibilidade de supressão total de transientes
- Custo cada vez mais competitivo
- Operação em frequência elevada

- Alto rendimento para toda a faixa de carga
- Alta confiabilidade
- Baixo custo.

Desvantagens:

- Se o inversor falhar, resultará em falha no fornecimento de potência à carga.

1.4.2 - Sistema "No-Break" Redundante |1|, |15|, |19|

A redundância do sistema pode ser:

a) Redundância Ativa

A redundância é ativa, quando existe no mínimo uma unidade em paralelo para suprir a potência demandada pela carga.

b) Redundância Passiva

A redundância passiva é feita através do uso de uma chave estática de transferência que, no caso de falha do sistema "No-Break", liga a rede comercial à carga.

Esta chave estática só pode ser usada quando a frequência de alimentação e da carga são idênticas. A chave estática pode ser usada nos seguintes casos:

- a) Sobrecarga
- b) Falhas do sistema "No-Break"
- c) Curto-circuito no lado da carga.

Esta chave é composta por uma chave tiristorizada, e a potência da chave estática corresponde no mínimo a potência total

da carga.

A Figura 1.6 representa este sistema.

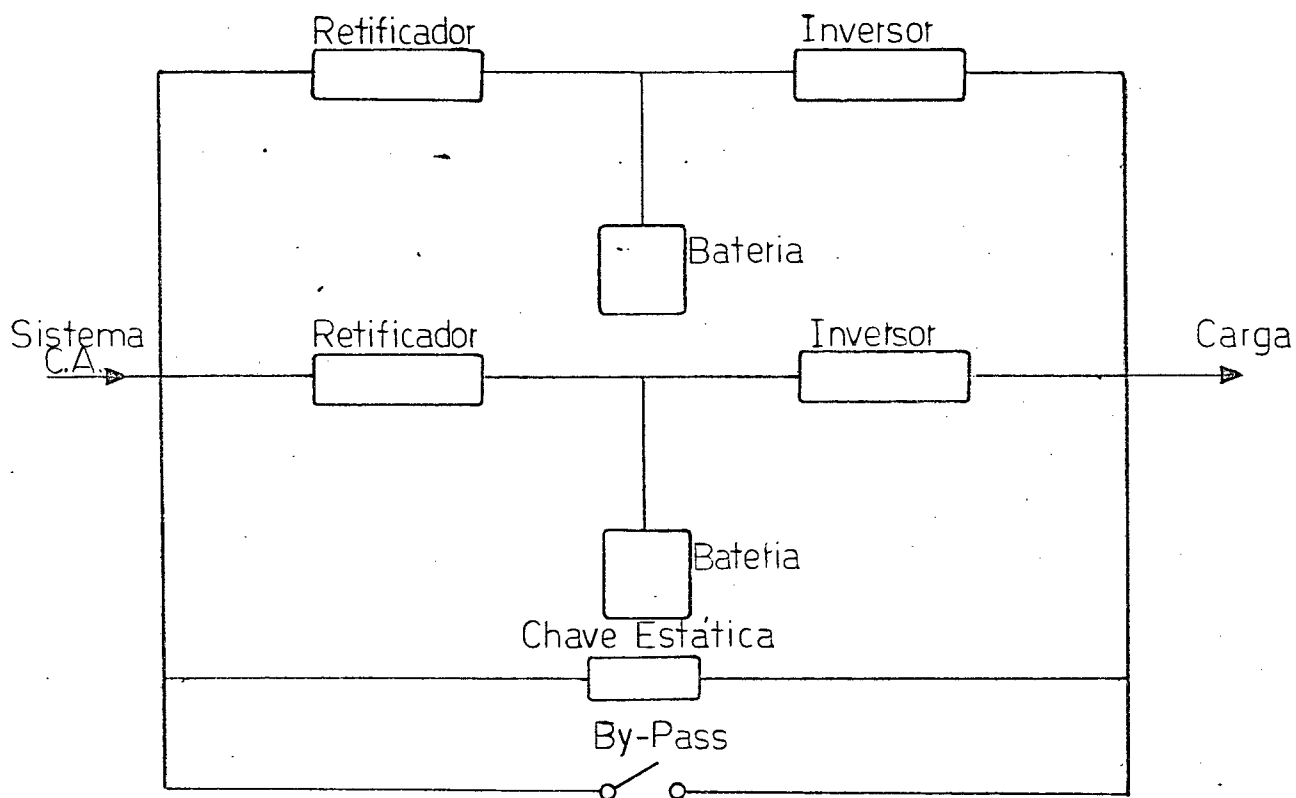


FIGURA 1.6 - Sistema "No-Break" Estático Redundante.

O "By-Pass" manual é usada para possibilitar a manutenção do sistema. A fase de transição para o "By-Pass" manual ocorre sem interrupção de potência.

Vantagens:

- Todas as citadas no sistema "No-Break" não redundante.
- Maior confiabilidade e desempenho.

Desvantagens:

- Custo mais elevado.

O custo de um sistema redundante é aproximadamente $(N+1)/N$ maior do que um sistema não redundante. Onde N é igual ao número de caminhos. No entanto a confiabilidade de cada um dos sistemas é duas a quatro vezes a de um sistema não redundante. O "By-Pass" manual adiciona 20% no custo de um sistema não redundante, mas a confiabilidade é aumentada de oito a dez vezes. A confiabilidade está intimamente ligada a redundância.

C A P Í T U L O 2

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E ESTUDO ANALÍTICO DO SISTEMA "NO BREAK" PROPOSTO

2.1 - Introdução

Neste capítulo será apresentado o princípio de funcionamento do sistema "*No Break*" proposto.

O estudo que segue considera o novo princípio de controle de potência, baseado na reversibilidade do fluxo de potência do conversor.

Serão estabelecidas as seqüências de funcionamento e as grandezas envolvidas como função da variável de controle.

2.2 - Apresentação da Estrutura Proposta

Todos os sistemas "*No Break*" estáticos utilizam no mínimo dois conversores estáticos.

O sistema "*No Break*" proposto apresenta como característica principal a utilização de apenas um conversor em paralelo com o sistema C.A. Este sistema fundamenta-se na reversibilidade do fluxo de potência dos inversores.

Uma importante propriedade dos inversores é o seu uso como rectificadores na realimentação, ou seja, capacidade de realimentar potência contínua do lado C.A. para o lado de C.C.. Quando este é operado em paralelo com o sistema C.A. mediante filtro e métodos de controle adequados. Esta característica é útil quando o inversor é utilizado como um sistema "*No Break*".

A topologia do sistema "No Break" proposto está representado na Figura 2.1.

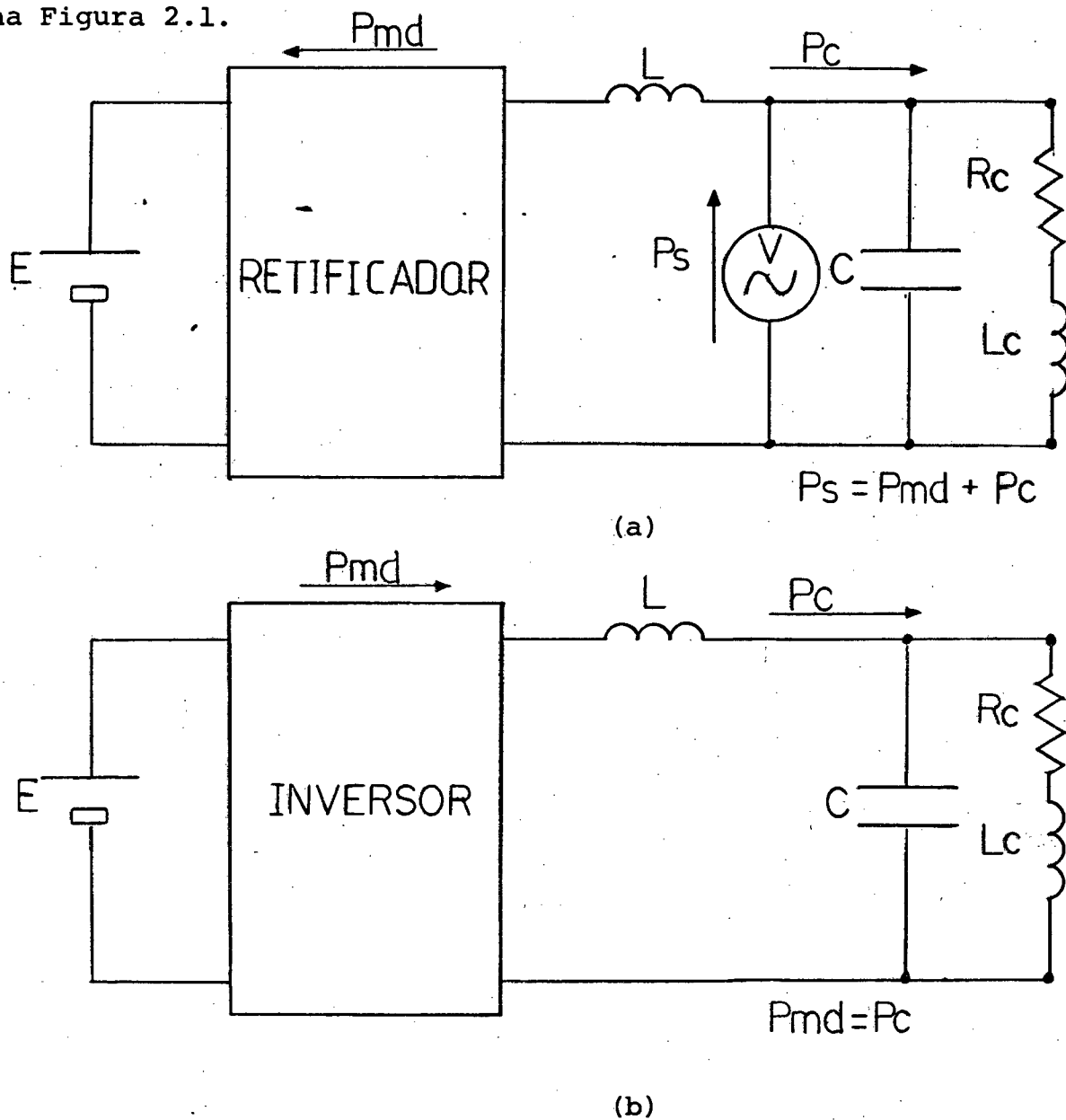


FIGURA 2.1 -

a) Alimentação Normal do Sistema C.A..

b) No Caso da Falta do Sistema C.A., ocorre a Inversão do Fluxo de Potência do Inversor.

Durante a alimentação normal, o sistema C.A. abastece ao banco de baterias e a carga.

Normalmente o equipamento carregará o banco de baterias C.C. através do sistema de potência C.A.. Se a fonte C.A. falhar, o inversor pode imediatamente inverter a direção do fluxo de potência e converter a potência desde o banco de baterias em carga C.A. para manter a continuidade do serviço.

Notar particularmente que a reversibilidade do fluxo de potência ocorre pela reversibilidade da polaridade direta da corrente e não pela reversibilidade da polaridade direta da tensão.

Para operar o inversor em paralelo com o sistema C.A., ele deverá contar com severas características auxiliares. Um filtro C.A. se faz necessário para se obter a forma de onda compatível com a onda senoidal do sistema C.A..

O inversor deverá ter algum meio de manter o sincronismo com o sistema C.A.. O oscilador que acionar o inversor deve ser rigidamente preso a frequência do sistema C.A., com a disposição para pequenas variações de fase, para o controle do fluxo de potência.

Quando operando em paralelo com o sistema C.A., o controle de frequência do inversor torna-se o da fase, ou controle do fluxo de potência, enquanto que o ajuste da tensão é feita pelo controle da potência reativa.

Outros métodos de sincronismo também são possíveis.

Pode-se converter potência C.C. para C.A. ou C.A. para C.C., como desejado, e com qualquer fator de potência sobre o lado C.A. se manipulando os controles para variar o ângulo de fase com respeito a tensão.

Nenhuma mudança na técnica de comutação ou componentes do circuito será necessário.

A Figura 2.2 mostra a estrutura do conversor a ser utilizado.

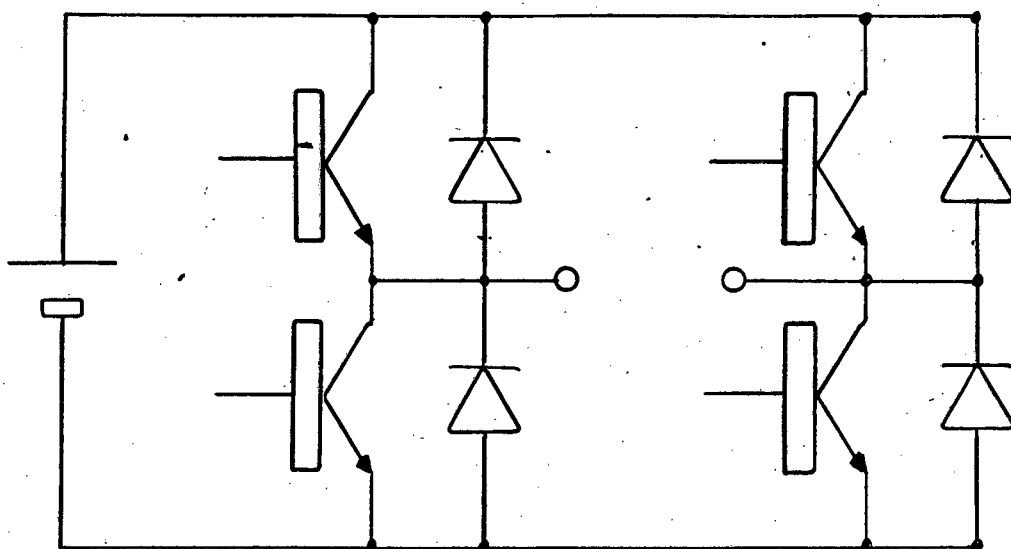


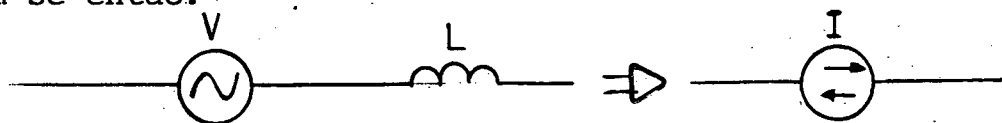
FIGURA 2.2 - Estrutura do Conversor a ser Utilizado.

2.3 - Estudo Analítico do Inversor Considerando o Sistema C.A. em Série com a Indutância L como Fonte de Corrente Alternada

Neste estudo será analisado apenas bateria - inversor - indutância - sistema C.A., pois a carga não influencia este estágio.

Como o sistema C.A. está conectado em série com a indutância L, e pelas características de uma indutância, será considerada fonte de corrente co-senoidal.

Tem-se então:



onde

$$I = -I_m \cdot \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

e

$$I_m = \frac{V_m}{\omega \cdot L} \quad (2.2)$$

Etapas de Funcionamento

a) 1ª Etapa (Figura 2.3)

Os transistores T_{r1} e T_{r4} são saturados num ângulo α .

A corrente I circula da bateria para a rede.

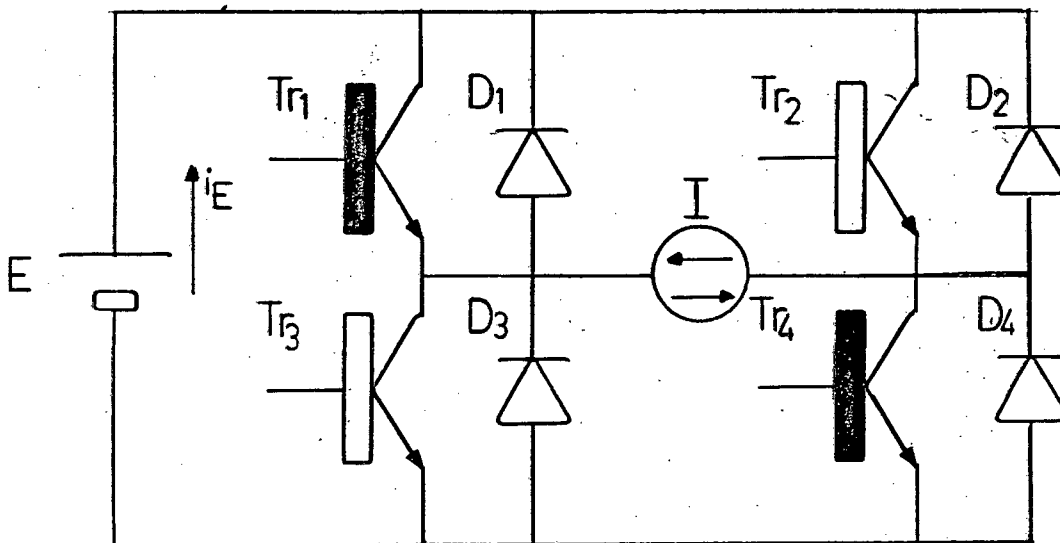


FIGURA 2.3 - 1ª Etapa de Funcionamento.

b) 2ª Etapa (Figura 2.4)

Quando a corrente passa por zero, T_{r1} e T_{r4} são bloqueados.

A corrente inverte seu sentido e passa a circular pelos diodos D_1 e D_4 .

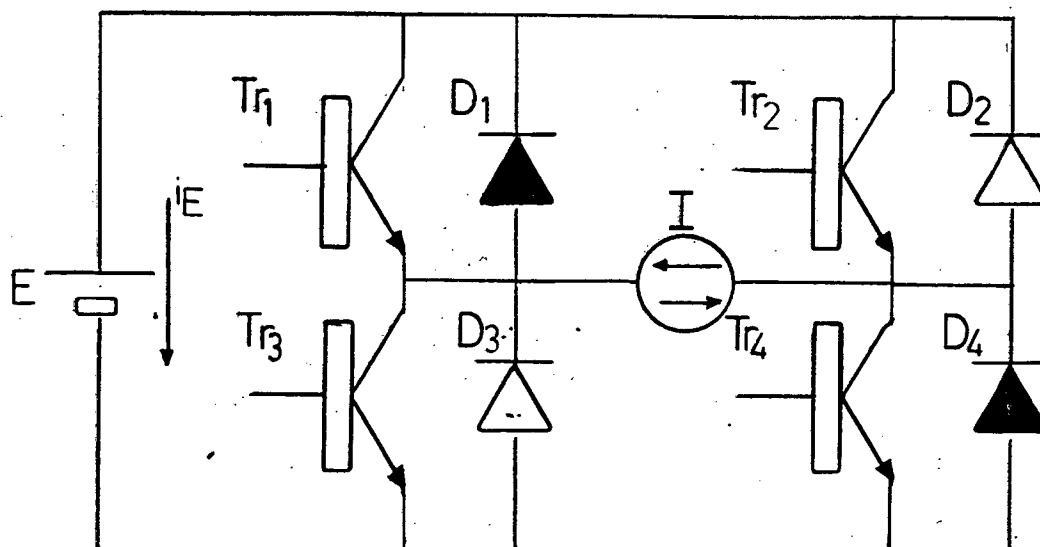


FIGURA 2.4 - 2ª Etapa do Funcionamento.

c) 3ª Etapa (Figura 2.5)

Os transistores T_{R2} e T_{R3} são saturados e assumem a corrente I .

Neste instante a corrente, na bateria, inverte subitamente de sentido.

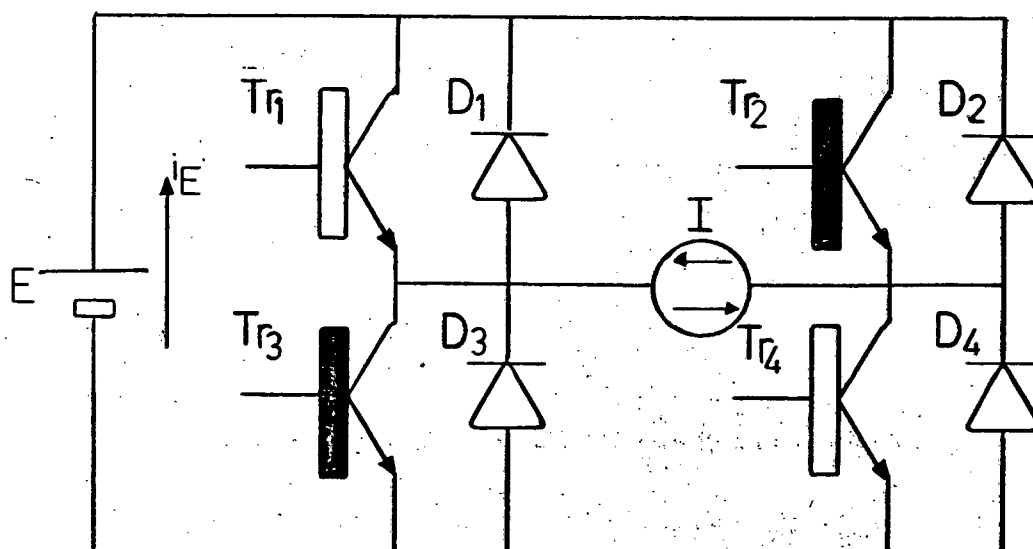


FIGURA 2.5 - 3ª Etapa do Funcionamento.

d) 4ª Etapa (Figura 2.6)

Os transistores T_{r2} e T_{r3} são bloqueados quando a corrente passa por zero.

A corrente inverte seu sentido e passa a circular pelos diodos D_2 e D_3 .

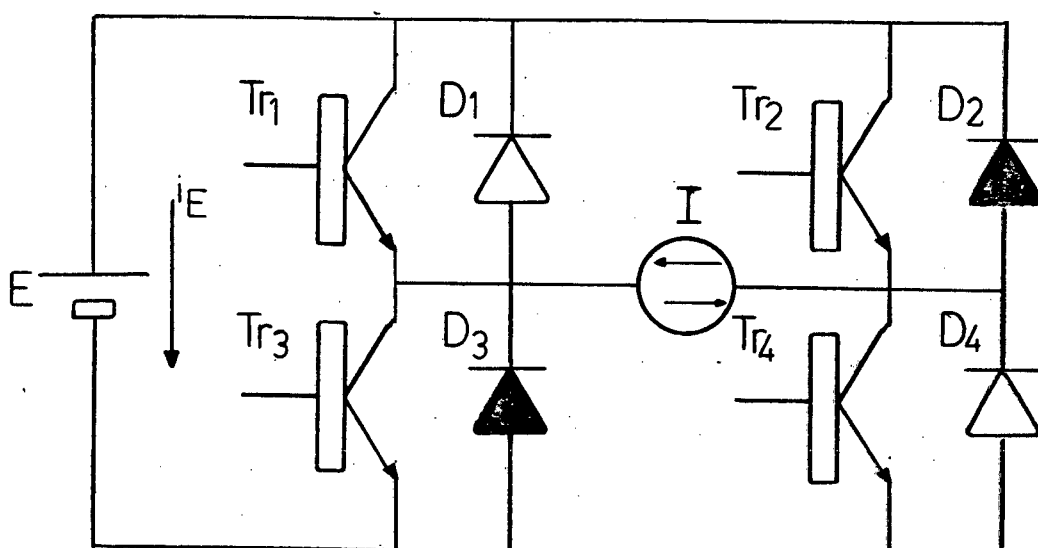


FIGURA 2.6 - 4ª Etapa de Funcionamento.

Formas de Onda Mais Importantes

a) Corrente e tensão vistas pela fonte de corrente alternada.

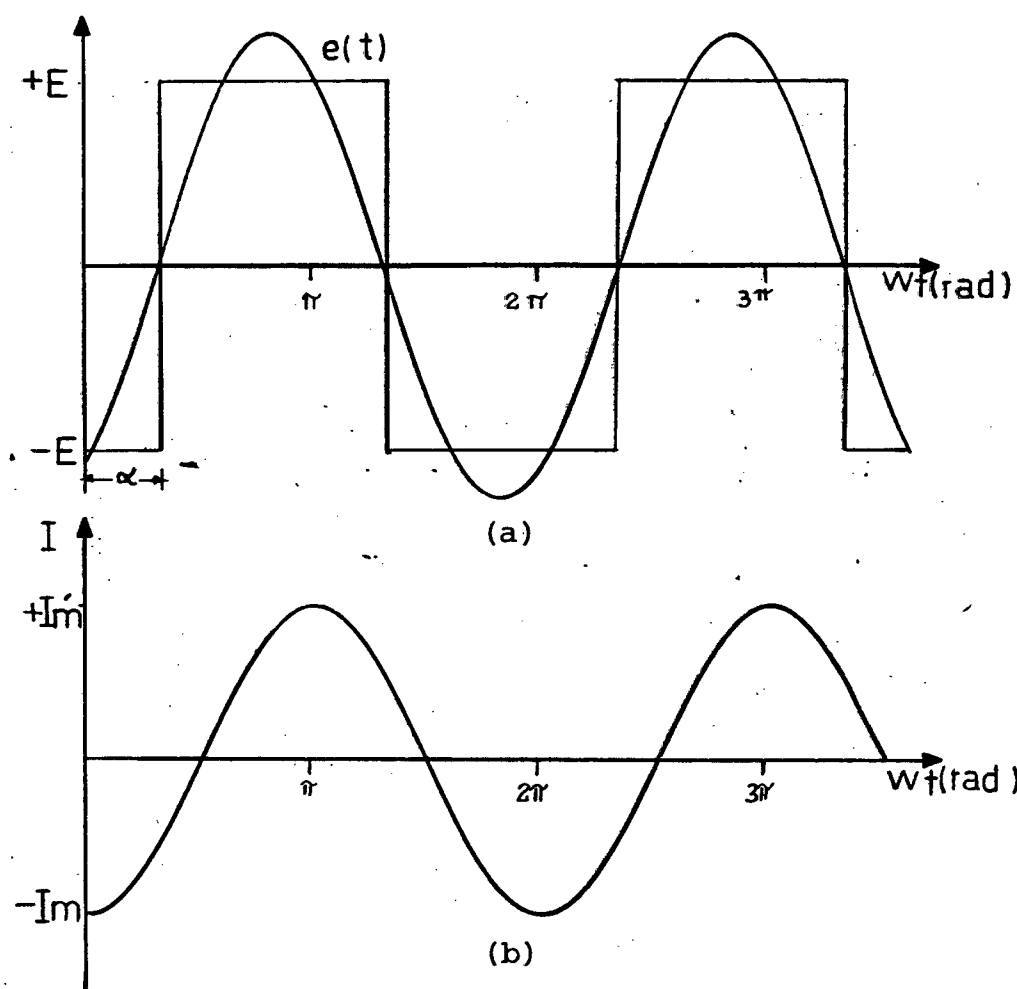


FIGURA 2.7 - Tensão e Corrente Vistas pela Fonte de Corrente Alternada.

b) Corrente e Tensão Vistos pela Fonte de Tensão Contínua.

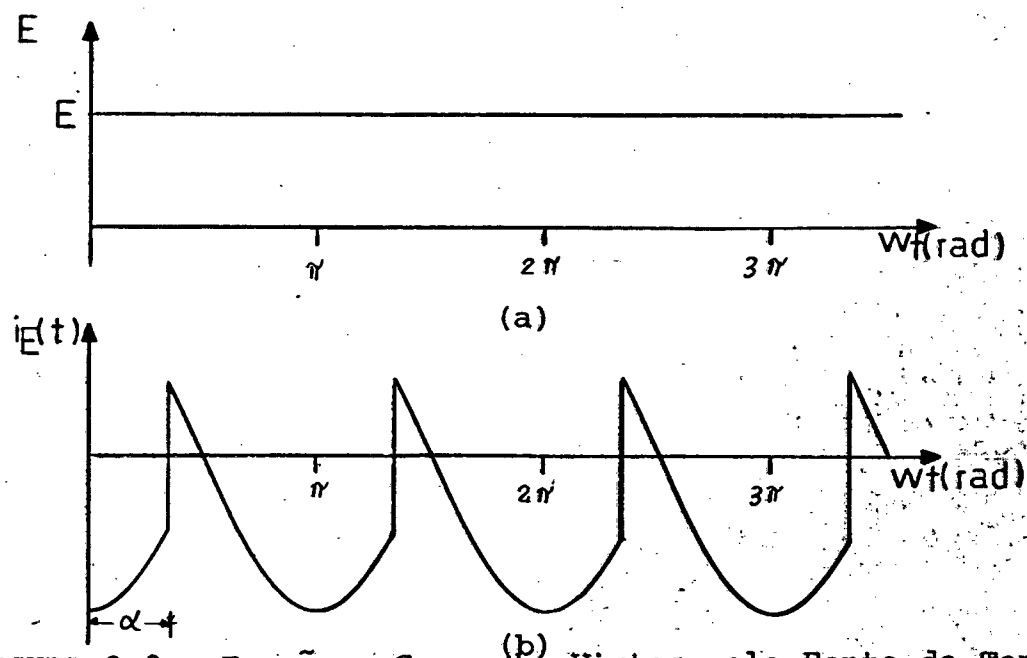


FIGURA 2.8 - Tensão e Corrente Vistos pela Fonte de Tensão Contínua.

2.3.1 - Obtenção da Expressão da Corrente Média na Bateria (I_{md})

A partir da Figura 2.8 podemos obter os dados para a dedução da expressão da corrente média, tomando-se o período de α até $\pi + \alpha$, têm-se:

$$I_{md} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} +I_m \cos(\omega t) \cdot d\omega t$$

$$I_{md} = \frac{+I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \cos(\omega t) \, d\omega t$$

$$I_{md} = \frac{+I_m}{\pi} \left| -\text{Sen}(\omega t) \right|_{\alpha}^{\pi + \alpha}$$

$$I_{md} = \frac{-2 \cdot I_m}{\pi} \cdot \text{Sen}(\alpha) \quad (2.3)$$

Esta expressão demonstra o comportamento da estrutura inversora.

Sendo a corrente função do seno de α , o comportamento da estrutura na presença da rede será:

- Para $0 < \alpha < \pi$ como retificador/carregador
- Para $\pi < \alpha < 2\pi$ como inversor

2.3.2 - Potência Média na Bateria

A potência média consumida na bateria é dada por:

$$P_{md} = E \cdot I_{md} \quad (2.4)$$

Como a expressão de I_{md} já está definida é só substituí-la em (2.4) e obtêm-se a expressão da potência média.

$$P_{md} = \frac{-E \cdot 2 \cdot I_m}{\pi} \cdot \text{Sen}(\alpha) \quad (2.5)$$

Nota-se nesta expressão que o fluxo de potência é controlada, controlando-se o ângulo de deslocamento α . Pode-se variar numa faixa de 360° de variação do ângulo α .

2.3.3 - Potência Média no lado C.A.

Para o cálculo de P_{md} , só será considerada a fundamental da tensão na saída do inversor, já que os harmônicos nada contribuem.

Aplicando-se Fourier na forma de onda da Figura 2.7a no período de α até $2\pi + \alpha$, obtêm-se a seguinte expressão para a componente fundamental:

$$e(t) = \frac{4E}{\pi} \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) \quad (2.6)$$

A potência média será o valor médio da potência instantânea, ou seja:

$$P_{md} = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot d\omega t \quad (2.7)$$

Onde a potência instantânea é dada por:

$$p(\omega t) = -I_m \cdot \frac{4E}{\pi} \cdot \cos \omega t \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) \quad (2.8)$$

obtêm-se:

$$P_{md} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} -I_m \cdot \frac{4E}{\pi} \cdot \cos(\omega t) \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) \cdot d(\omega t) \quad (2.9)$$

Pela trigonometria têm-se que:

$$\text{Sen}(\omega t - \alpha) = \text{Sen}(\omega t) \cdot \text{Cos}(\alpha) - \text{Sen}(\alpha) \cdot \text{Cos}(\omega t) \quad (2.10)$$

Substituindo a expressão (2.10) em (2.9) e integrando.

$$P_{md} = \frac{-1}{\pi \cdot \pi} \cdot I_m \cdot E \cdot \left| \left(\frac{-\text{Cos}(2\omega t)}{2} \right) \right|_0^{2\pi} \cdot \text{Cos}(\alpha) +$$

$$-\text{Sen}(\alpha) \cdot \left(\frac{\text{Sen}(2\omega t)}{2} \right) \Big|_0^{2\pi}$$

$$P_{md} = + \frac{2I_m \cdot E}{\pi} \cdot \text{Sen}(\alpha) \quad (2.11)$$

Como esperado, as expressões (2.11) e (2.5) são idênticas, exceto o sinal negativo, que é de fácil entendimento, pois quando num lado houver consumo, no outro haverá fornecimento de potência.

2.3.4 - Série de Fourier da Tensão de Saída do Inversor

A tensão na saída do inversor está representada na Figura

2.9.

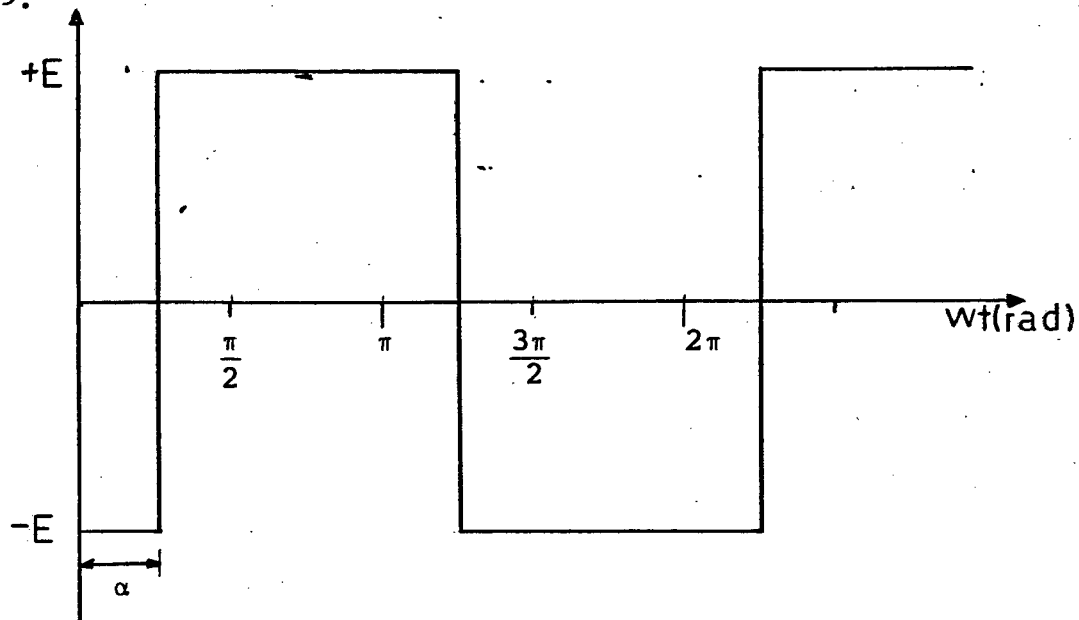


FIGURA 2.9 - Tensão na Saída do Inversor.

A forma de onda na saída do inversor pode ser representada através da Série de Fourier por;

$$E(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \text{sen}(n\omega t) + b_n \cdot \text{cos}(n\omega t)) \quad (2.12)$$

onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E(\omega t) \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.13)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E(\omega t) \cdot \text{cos}(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.14)$$

n é a ordem da harmônica.

Deslocando-se o eixo vertical para a posição do ângulo α , desta forma, devido a simetria de forma de onda, apenas os termos a_n para n ímpares não são nulos e valem:

$$a_n = \frac{4.E}{\pi.n} \quad (2.15)$$

A série completa é

$$E(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4.E}{\pi.n} \cdot \text{sen}(n.(\omega t - \alpha)) \quad (2.16)$$

2.3.5 - Potência Aparente do Inversor

Por definição:

$$S = E_{ef} \cdot I_{ef} \quad (2.17)$$

Analisando a Figura 2.9 nota-se que:

$$E_{ef} = E \quad (2.18)$$

Como a corrente é co-senoidal o seu valor eficaz será:

$$I_{ef} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

Desta forma a potência aparente será:

$$S = E \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

2.3.6 - Fator de Potência do Inversor

Por definição:

$$f_p = \frac{\text{Potência média}}{\text{Potência aparente}}$$

Substituindo as expressões (2.5) e (2.19) tem-se:

$$f_p = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \cdot \sin(\alpha) \quad (2.20)$$

Onde o termo $\sqrt{8}/\pi$ é o fator de distorção, que é relação entre o valor eficaz da fundamental e o valor eficaz total da tensão.

2.3.7 - Potência Reativa do Inversor

A potência pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.21)$$

Substituindo as expressões (2.11) e (2.17) a expressão final fica:

$$Q = (E \cdot I_{ef}) \cdot \sqrt{1 - (8/\pi^2) \cdot \sin^2(\alpha)} \quad (2.22)$$

Considerando apenas a fundamental da tensão:

$$Q = -E \cdot I_{ef} \cdot \cos(\alpha) \quad (2.23)$$

2.3.8 - Representação Gráfica dos Parâmetros Estudados em Função da Variável de Controle α

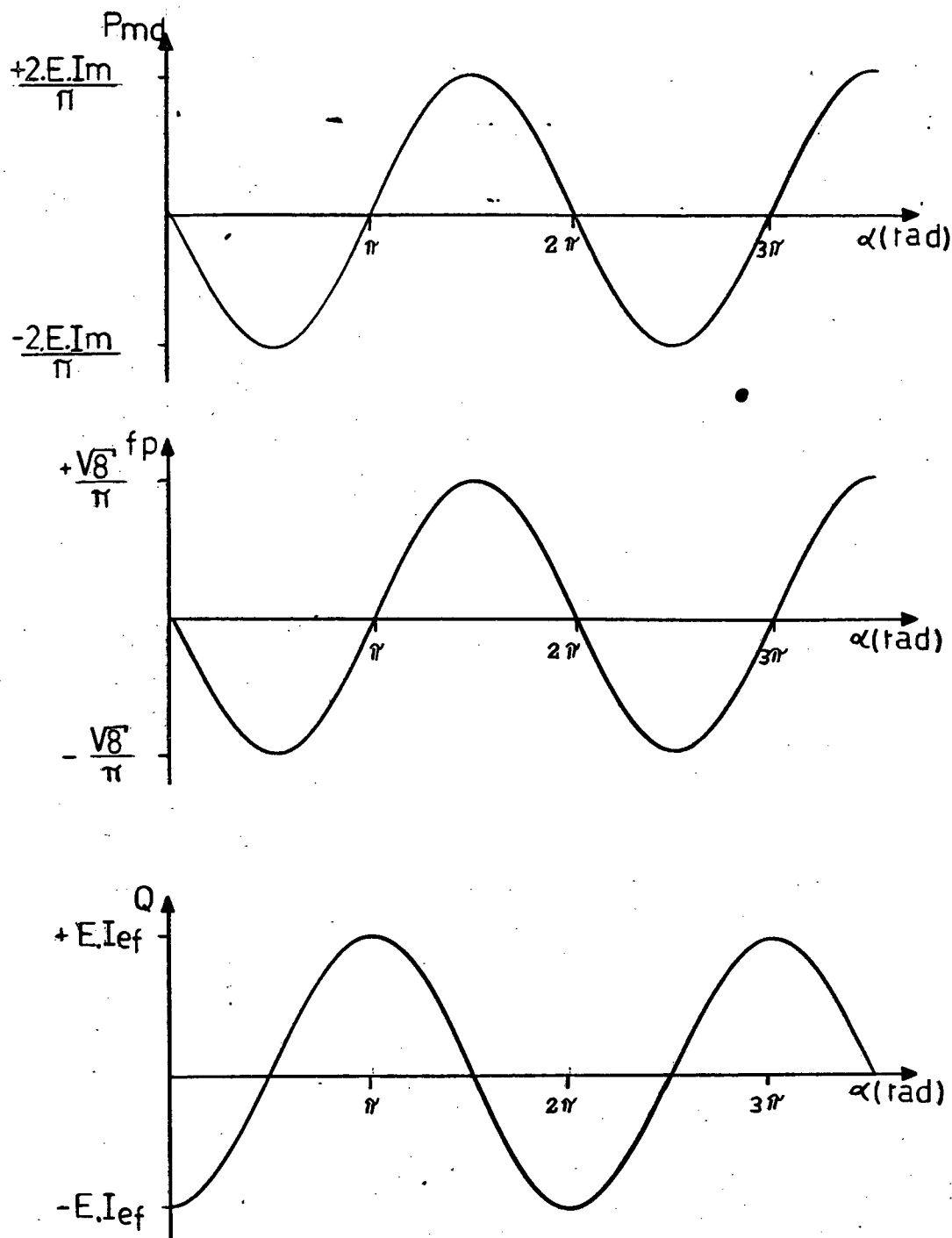


FIGURA 2.10 -

- (a) - Potência Média
- (b) - Fator de Potência
- (c) - Potência Reativa

2.4 - Estudo Analítico do Inversor Considerando-se o Sistema C.A em Série com a Indutância L como Carga para o Inversor, Ignorando-se os Harmônicos.

Reportando-se ao item 2.3.4, obtém-se a seguinte expressão para a componente fundamental da tensão:

$$e(t) = E_m \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) \quad (2.24)$$

onde

$$E_m = 4 \cdot E / \pi \quad (2.25)$$

Desta forma teremos a seguinte configuração para estudo.

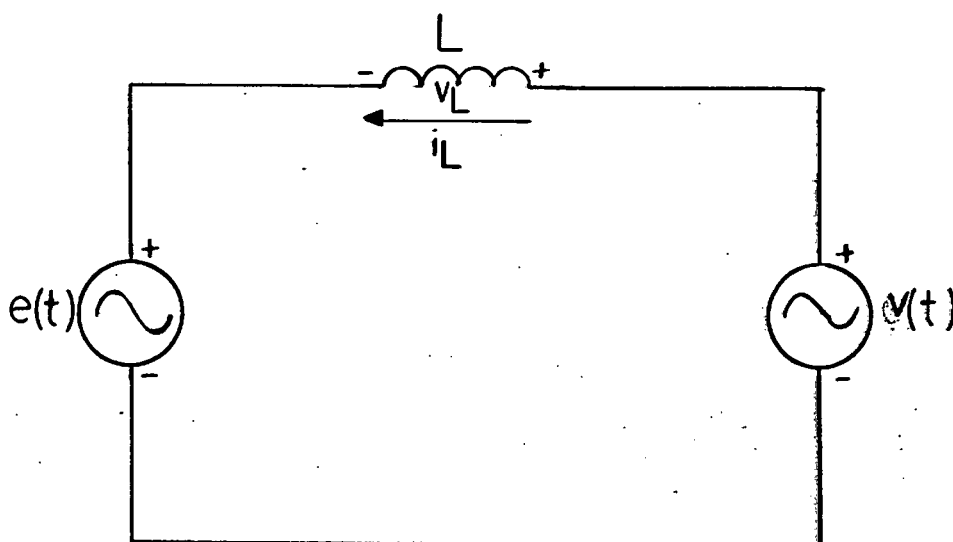


FIGURA 2.11 - Configuração a ser Estudada.

2.4.1 - Obtenção da Expressão da Corrente no Indutor $i_L(\omega t)$

Equacionando a configuração da Figura 2.11 tem-se:

$$+E_m \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) - V_m \cdot \text{Sen}(\omega t) + \frac{L di}{dt} = 0 \quad (2.26)$$

$$\frac{di_L(\omega t)}{dt} = \frac{V_m}{L} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{E_m}{L} \cdot \text{Sen}(\omega t - \alpha) \quad (2.27)$$

$$i_L(\omega t) = \int \frac{V_m}{L} \cdot \text{sen}(\omega t) dt - \int \frac{E_m}{L} \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha) dt \quad (2.28)$$

$$i_L(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{E_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t - \alpha) \quad (2.29)$$

A expressão (2.29) demonstra a contribuição de ambas as fontes de tensão alternadas para a corrente que circula no indutor $i_L(\omega t)$.

O segundo termo da expressão (2.29) pode ser decomposto da seguinte maneira:

Da trigonometria tem-se que

$$\cos(\omega t - \alpha) = \cos(\omega t) \cos(\alpha) + \text{sen}(\omega t) \cdot \text{Sen}(\alpha) \quad (2.30)$$

Substituindo a expressão (2.30) na (2.29) chega-se a seguinte expressão para a corrente $i_L(\omega t)$.

$$i_L(\omega t) = \left(\frac{E_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\alpha) - \frac{V_m}{\omega \cdot L} \right) \cdot \cos(\omega t) + \frac{E_m}{\omega \cdot L} \cdot \text{sen}(\alpha) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.31)$$

A expressão (2.31) possui duas componentes, uma componente ativa I_d responsável pela transferência de potência e uma componente em quadratura ou reativa I_q , ambos dependente do ângulo α . A componente ativa é:

$$I_d = \frac{E_m \cdot \cos(\alpha) - V_m}{\omega \cdot L} \quad (2.32)$$

e a componente reativa é

$$I_q = \frac{E_m \cdot \sin(\alpha)}{\omega \cdot L} \quad (2.33)$$

A componente ativa I_d possui 2 termos. O primeiro é resultado da contribuição da fundamental da tensão de saída do inversor, e o segundo termo é a contribuição do sistema C.A. Será mostrado posteriormente que somente a corrente fornecida pelo sistema C.A. contribui para a corrente média na bateria e consequentemente para a potência média.

O valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$, por definição será:

$$i_L(\omega t)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{E_m \cdot \cos(\alpha) + V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{E_m \cdot \sin(\alpha)}{\omega \cdot L} \right)^2} \quad (2.34)$$

Reagrupando os termos da expressão (2.34), a expressão do valor eficaz da corrente fica definida por:

$$i_L(\omega t)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{E_m}{\omega \cdot L} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 - \frac{E_m \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{(\omega \cdot L)^2}} \quad (2.35)$$

A Figura 2.12 mostra o comportamento do valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ em função da variável de controle α . Nota-se na Figura 2.12 que o ângulo α exerce controle sobre o valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$, com simetria em 180° .

A Figura 2.13 mostra o comportamento da corrente $i_L(\omega t)$ para diferentes valores de α . Nota-se que o ângulo α altera a amplitude da corrente $i_L(\omega t)$, bem como a sua fase. A medida que a fundamental da tensão do inversor se desloca em relação a onda do sistema

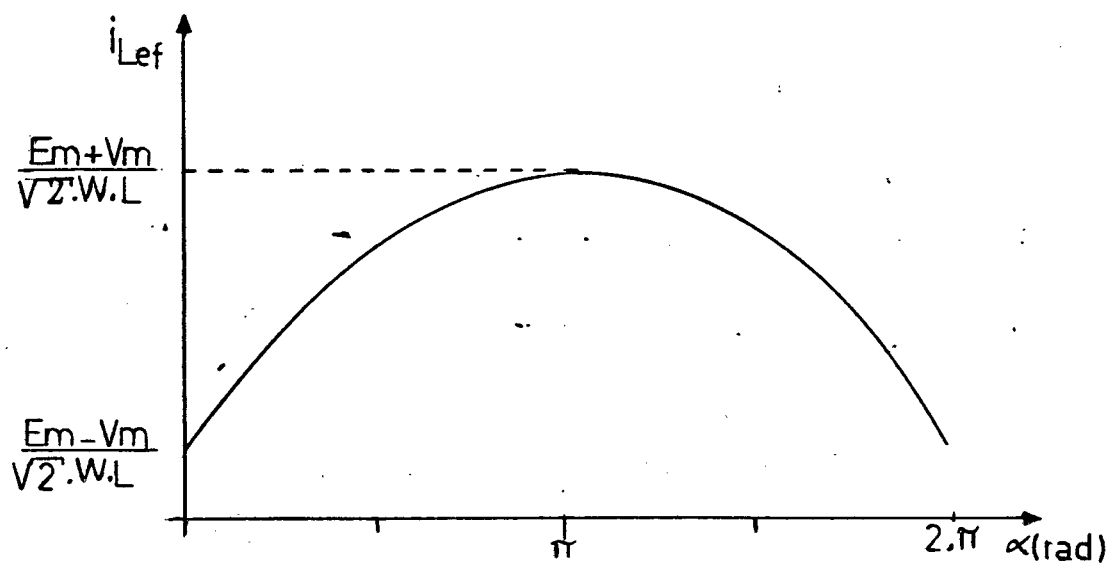


FIGURA 2.12 - Valor Eficaz da Corrente $I_C(\omega t)$

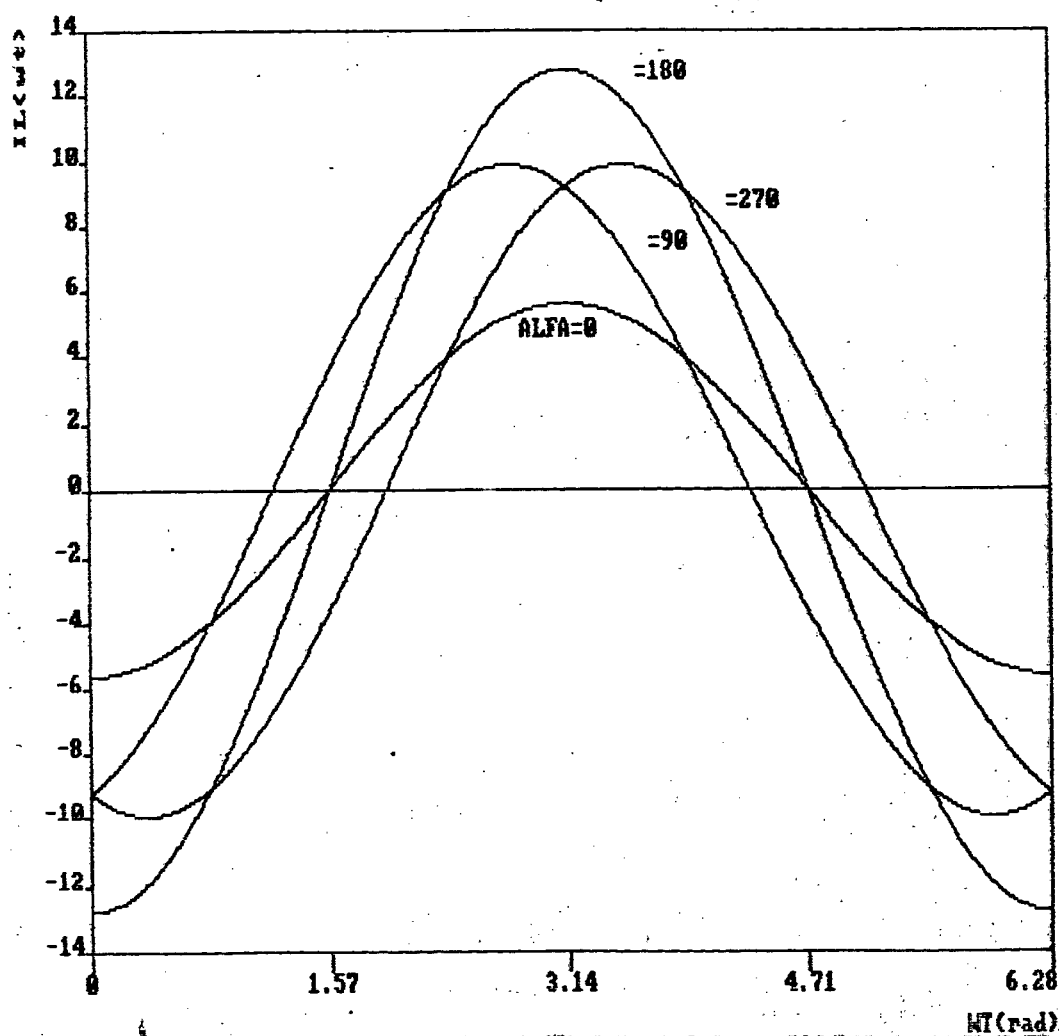


FIGURA 2.13 - Comportamento da Corrente $i_L(\omega t)$

C.A., aumenta a tensão sobre o indutor L , sendo a corrente que nele circula a integral desta tensão, torna-se claro que a máxima amplitude da corrente $i_L(\omega t)$ ocorra para $\alpha=180^\circ$, pois neste ângulo as tensões estão em oposição de fase e se refletem sobre a indutância L como soma dos seus valores instantâneos.

A Figura 2.14 ilustra esta situação.

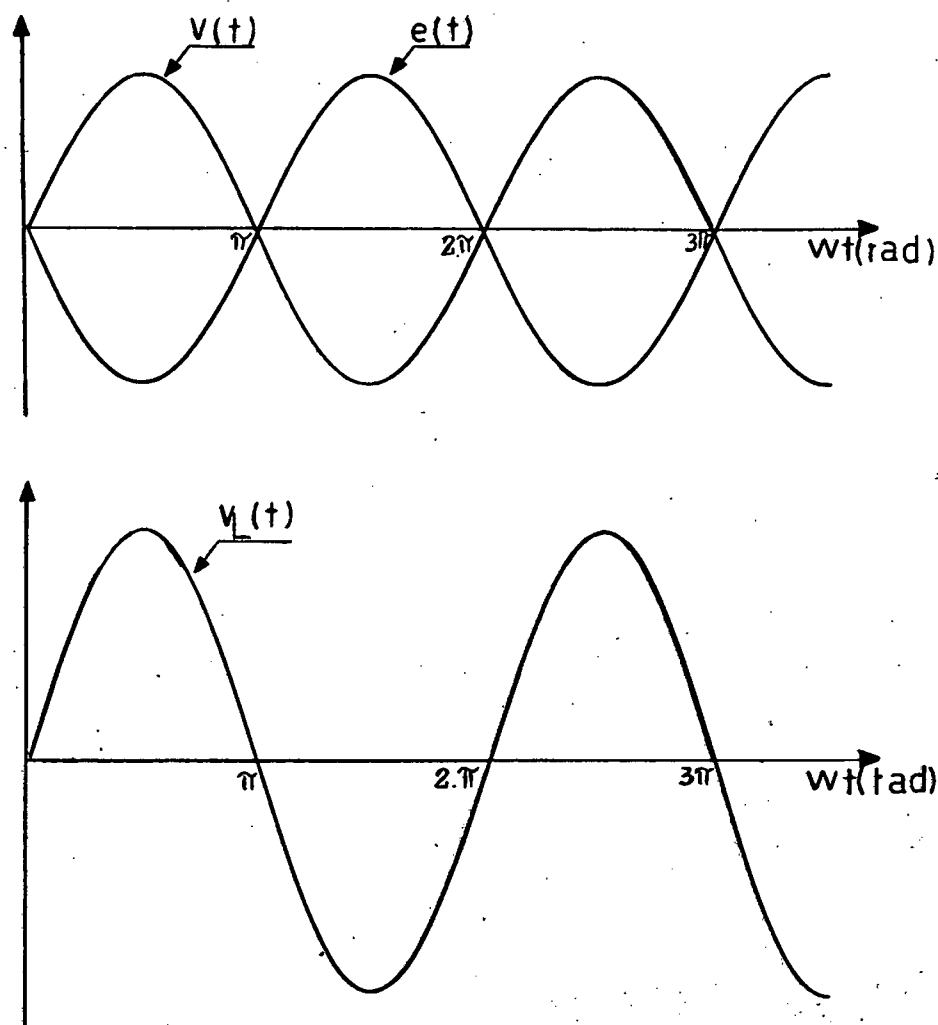


FIGURA 2.14 - Tensões do Sistema C.A., Inversor e na Indutância L , para $\alpha=180^\circ$

A seguir estão representadas as principais formas de onda para diversos valores do ângulo α .

A Figura 2.15 representa a configuração e os valores utilizados para a obtenção das formas de onda das Figuras 2.16a, b, c e d.

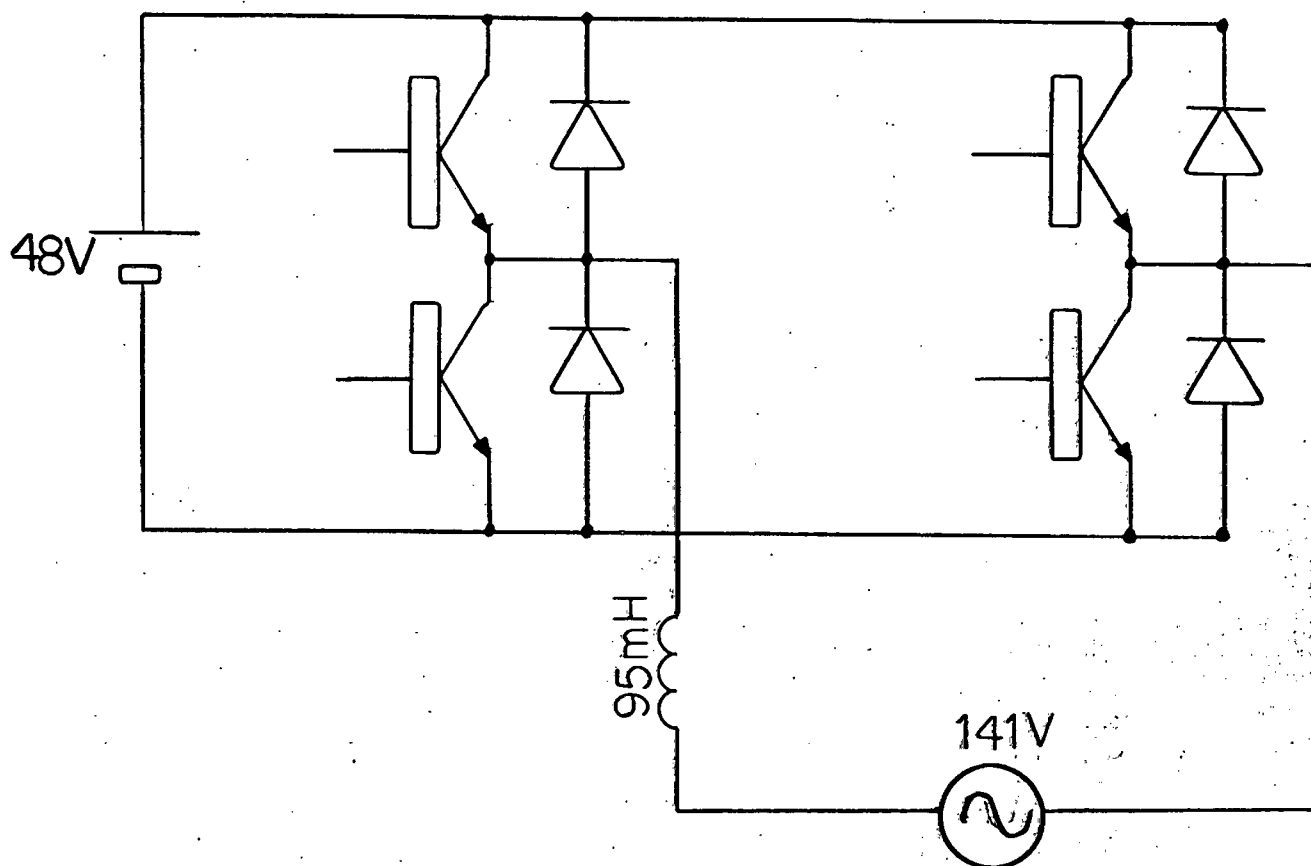
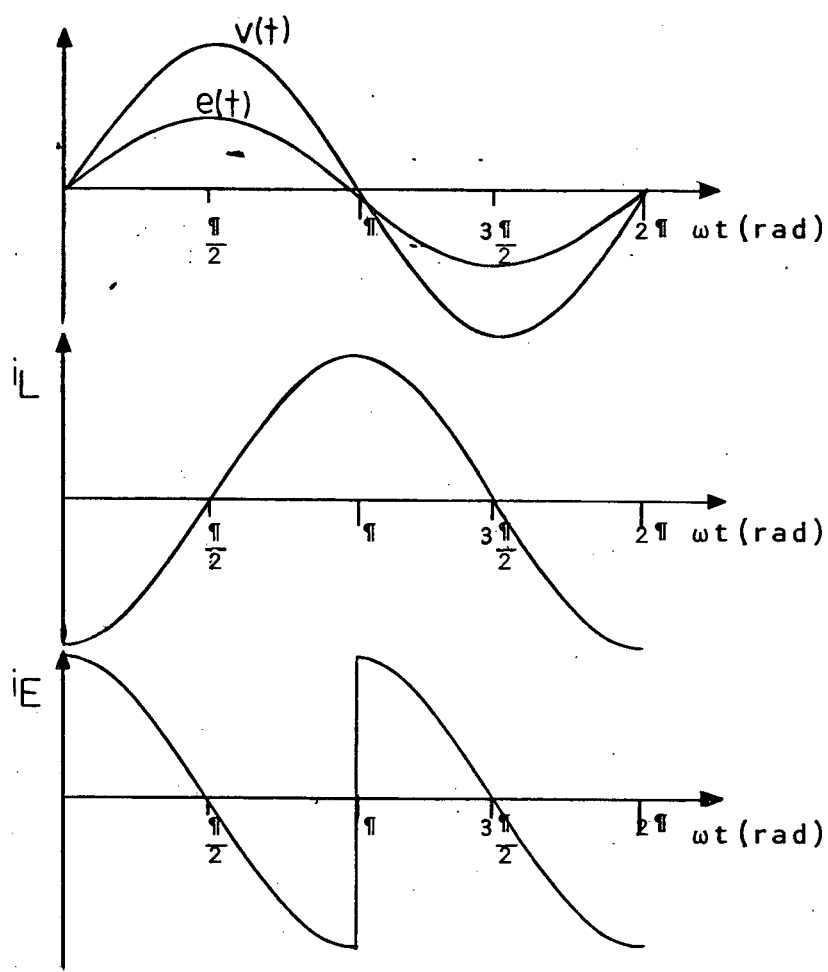


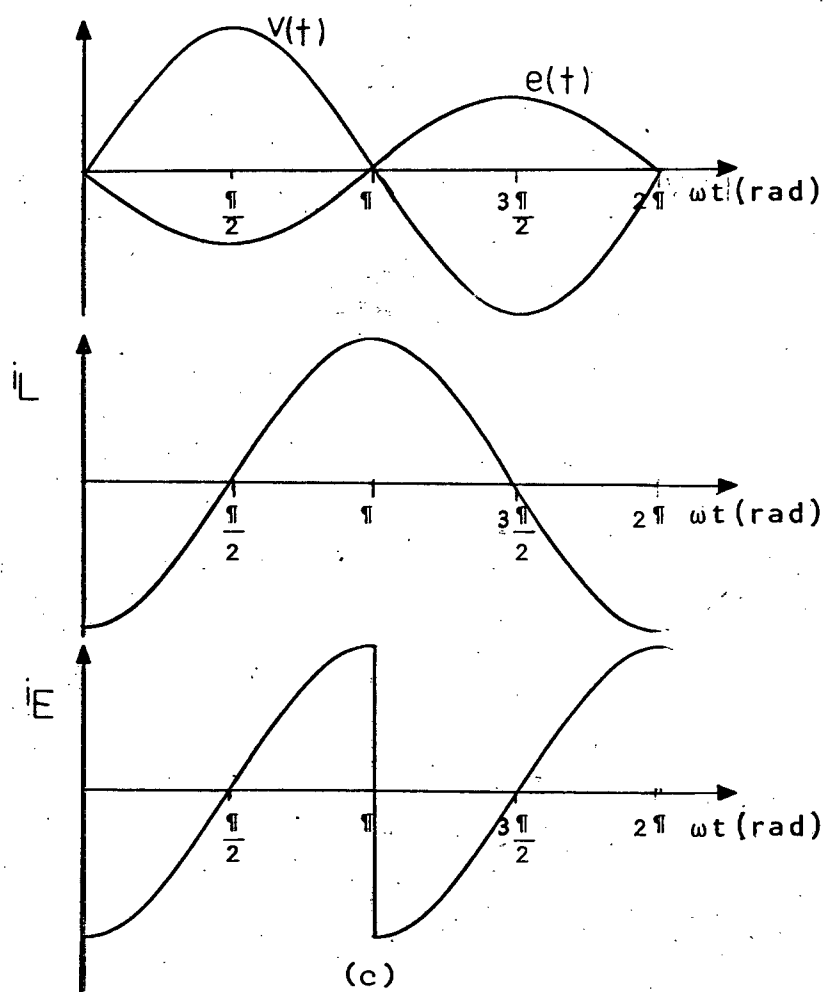
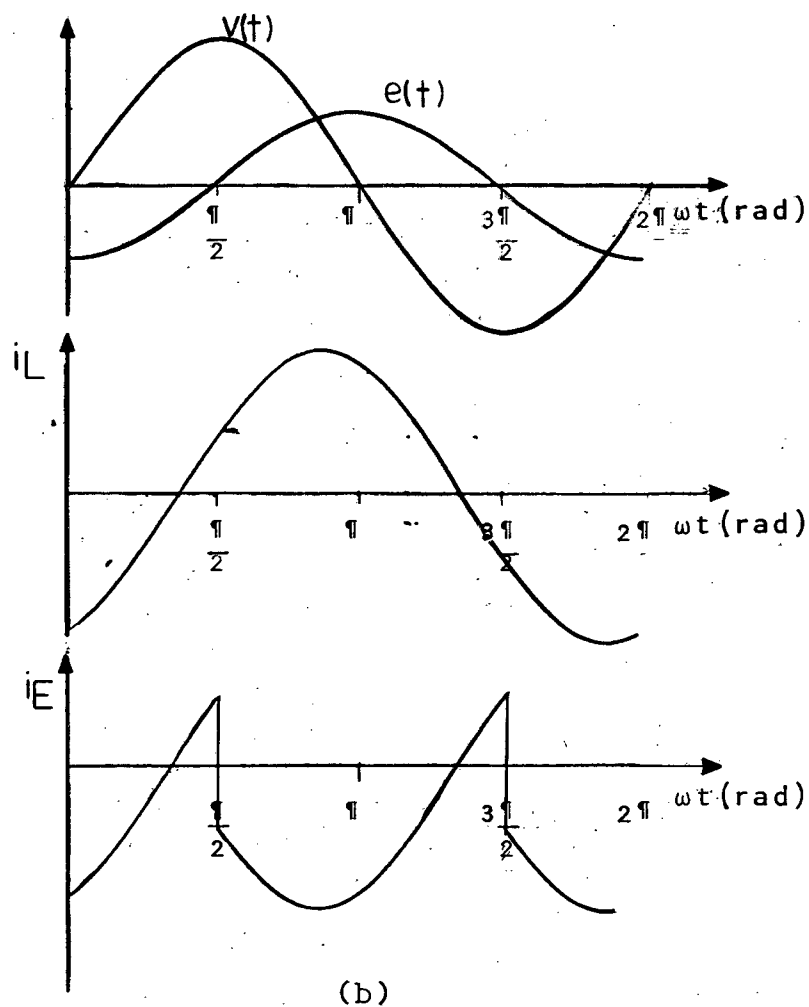
FIGURA 2.15 - Configuração Utilizada para a Obtenção de Formas de Ondas Previstas.

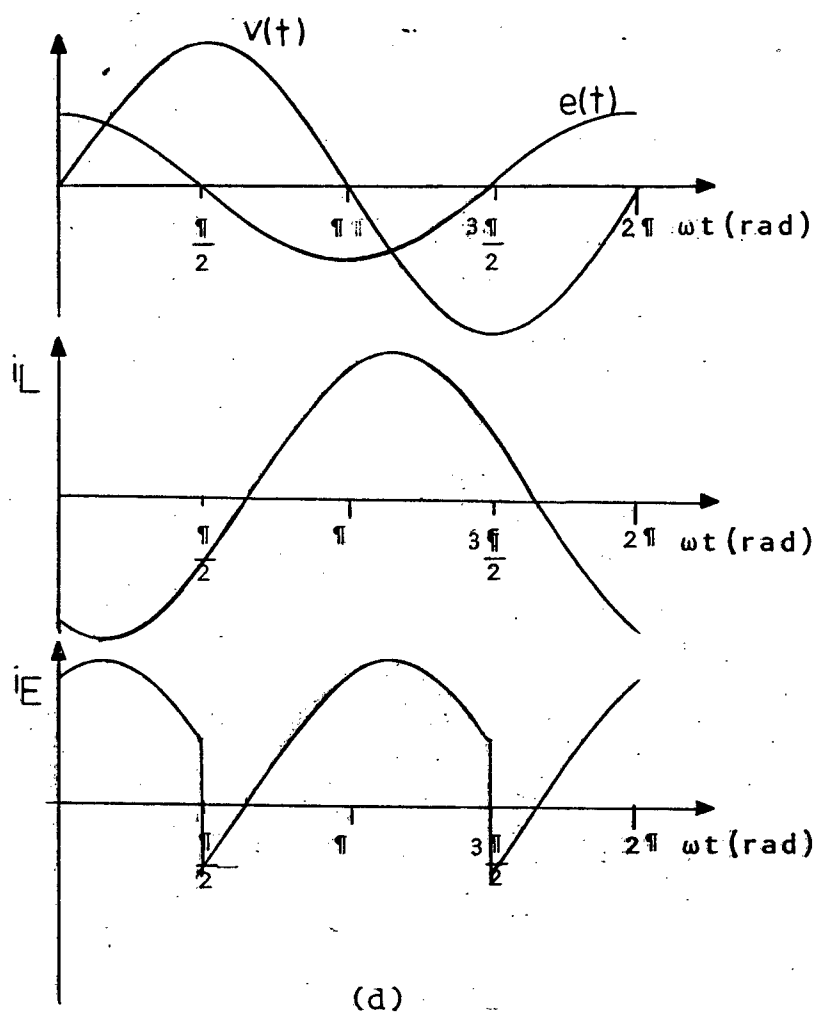


(a)

Figura 2.16- Formas de Onda para:

- (a) Angulo $\alpha=0^\circ$
- (b) Angulo $\alpha=90^\circ$
- (c) Angulo $\alpha=180^\circ$
- (d) Angulo $\alpha=270^\circ$





2.4.2 - Corrente Média que Circula na Bateria (I_{md})

A Figura 2.17 mostra as formas de onda para um ângulo α qualquer.

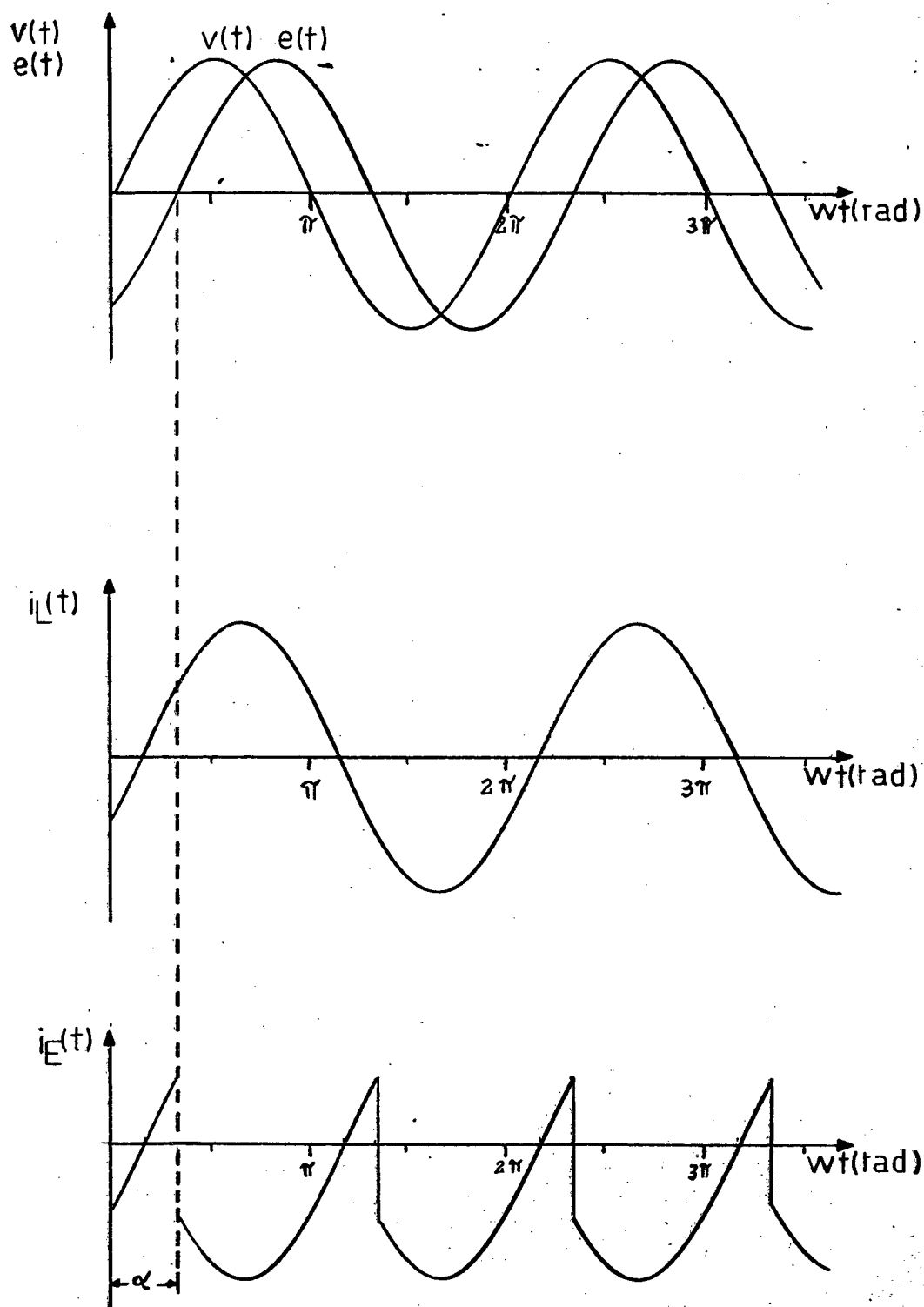


FIGURA 2.17 - Formas de Onda mais Importantes para um α Genérico

Apartir da Figura 2.12, obtêm-se os dados para o cálculo da expressão da corrente média na bateria.

$$I_{md} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} -i_L(\omega t) d(\omega t) \quad (2.36)$$

Tomando-se a expressão (2.31) para a corrente $i_L(\omega t)$, a expressão (2.36) fica:

$$I_{md} = \frac{-1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \left(\frac{E_m \cdot \cos(\alpha) - V_m}{\omega \cdot L} \right) \cdot \cos \omega t + \frac{E_m \cdot \sin(\alpha)}{\omega \cdot L} \cdot \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$I_{md} = \frac{-1}{\pi} \left(\frac{E_m \cdot \cos(\alpha) - V_m}{\omega \cdot L} \right) \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \cos \omega t \cdot d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{E_m \cdot \sin \alpha}{\omega \cdot L} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin(\omega t) d(\omega t)$$

Integrando ambos os termos obtêm-se:

$$I_{md} = \frac{-1}{\pi} \cdot \left(\frac{E_m \cdot \cos(\alpha) - V_m}{\omega \cdot L} \right) \cdot \left(-2 \cdot \sin(\alpha) \right) - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{E_m \cdot \sin(\alpha)}{\omega \cdot L} + 2 \cdot \cos(\alpha)$$

$$I_{md} = \frac{-2 \cdot V_m \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L} + \frac{2 \cdot E_m \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L} - \frac{2 \cdot E_m \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L}$$

$$I_{md} = \frac{-2 \cdot V_m \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L} \quad (2.37)$$

A equação (2.37) demonstra que apenas o sistema C.A. contribui para a corrente média que circula na bateria.

A contribuição da fundamental da tensão de saída do inversor, para a corrente $i_L(\omega t)$, não aparece na expressão (2.36) da corrente média, por ser sempre simétrica no período de α até $\pi + \alpha$, tendo seu valor médio sempre nulo.

A Figura 2.18 ilustra esta parcela da corrente vista pela bateria.

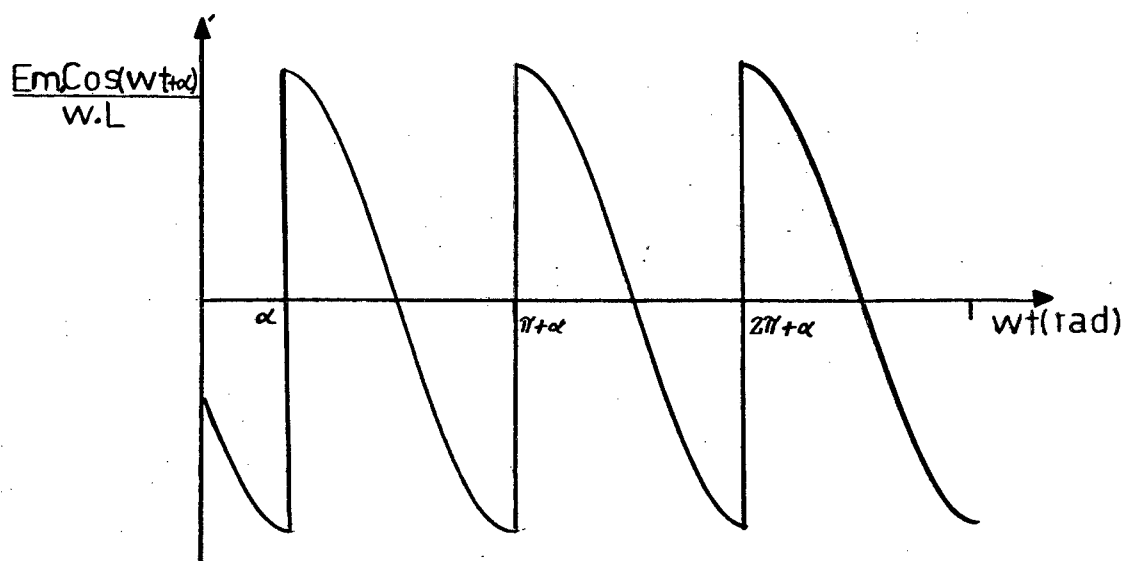


FIGURA 2.18 - Contribuição da Fundamental da Tensão de Saída do Inversor, para a Corrente $i_L(\omega t)$, Vista pela Bateria.

A expressão (2.37) é idêntica a expressão (2.3) o que comprova a idéia da fonte de corrente co-senoidal e o controle da reversibilidade do fluxo de potência através do ângulo α .

2.4.3 - Potência Média na Bateria

Por definição a potência média no lado C.C. é:

$$P_{md} = E \cdot I_{md} \quad (2.38)$$

$$P_{md} = \frac{-2.E.V_m}{\omega.L} \cdot \sin(\alpha) \quad (2.39)$$

Comparando-se as expressões (2.5) e (2.39), verifica-se serem iguais pois na expressão (2.3) tem-se que:

$$I_m = \frac{V_m}{\omega.L} \quad (2.40)$$

O que só vem comprovar o que já fora discutido, com respeito ao controle da reversibilidade do fluxo de potência.

2.4.4 - Potência Média no Lado C.A.

A potência instantânea na saída do sistema C.A. é:

$$p(\omega t) = V_m \cdot \sin(\omega t) \cdot \left(-\frac{V_m}{\omega.L} \cdot \cos \omega t + \frac{E_m}{\omega.L} \cdot \cos(\omega t - \alpha) \right) \quad (2.41)$$

Reagrupando os termos:

$$p(\omega t) = \frac{-V_m^2}{\omega.L} \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) + \frac{V_m \cdot E_m}{\omega.L} \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t - \alpha) \quad (2.42)$$

$$\text{como } \sin(A) \cdot \cos(B) = \frac{1}{2} \left[\sin(A+B) + \sin(A-B) \right] \quad (2.43)$$

$$p(\omega t) = \frac{+E_m \cdot V_m}{2 \cdot \omega.L} \sin(\alpha) + \frac{E_m \cdot V_m}{2 \cdot \omega.L} \sin(2\omega t - \alpha) +$$

$$\frac{-V_m^2}{2 \cdot \omega.L} \sin(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (2.44)$$

A potência instantânea $p(\omega t)$ consta de:

a) dois termos senoidais:

$$+ \frac{E_m \cdot V_m}{2 \cdot \omega \cdot L} \cdot \sin(2\omega t - \alpha) - \text{proveniente da fundamental da tensão de saída do inversor.}$$

e

$$- \frac{V_m^2}{2 \cdot \omega \cdot L} \cdot \sin(2\omega t) - \text{proveniente do sistema C.A..}$$

Estes termos tem seu valor médio nulo

b) um termo constante:

$$+ \frac{E_m \cdot V_m}{2 \cdot \omega \cdot L} \sin(\alpha) - \quad (2.45)$$

Logo o valor médio da potência instantânea $p(\omega t)$ é

$$P_{md} = \frac{+E_m \cdot V_m \cdot \sin(\alpha)}{2 \cdot \omega \cdot L} \quad (2.46)$$

onde

$$E_m = 4 \cdot E / \pi$$

Desta forma

$$P_{md} = \frac{2E \cdot V_m \sin(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L} \quad (2.47)$$

Mais uma vez chega-se a mesma expressão para a potência média P_{md} , o que vem consolidar o estudo anterior.

2.4.5 - Potência Aparente do Inversor

Por definição a potência aparente é:

$$S = E_{ef} \cdot I_{ef} \quad (2.48)$$

onde $E_{ef} = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$ = valor eficaz da fundamental da tensão de saída do inversor.

e

I_{ef} = valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$.

Com as expressões (2.24) e (2.34) a potência aparente fica:

$$S = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{E_m}{\omega \cdot L} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 - \frac{E_m \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{(\omega \cdot L)^2}} \quad (2.49)$$

Reagrupando os termos

$$S = \frac{E_m}{2 \cdot \omega \cdot L} \sqrt{(E_m)^2 + (V_m)^2 - 2 \cdot E_m \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)} \quad (2.50)$$

Nota-se que para este tipo de estrutura a potência aparente não é constante, mas função da variável de controle, o ângulo α .

2.4.6 - Fator de Potência do Inversor

Pela definição de fator de potência e através das equações (2.39) e (2.50), tem-se:

$$f_p = \frac{-2.E.V_m.\sin(\alpha)/E_m}{\pi.\omega.L} \cdot \sqrt{(E_m)^2 + (V_m)^2 - 2.E_m.V_m.\cos(\alpha)} \quad (2.51)$$

$$\text{como } E_m = \frac{4.E}{\pi}$$

$$f_p = \frac{-V_m.\sin(\alpha)}{\sqrt{(E_m)^2 + (V_m)^2 - 2.E_m.V_m.\cos(\alpha)}} \quad (2.52)$$

A Figura 2.19 representa o comportamento do fator de potência f_p do inversor em função da variável de controle α , tendo a relação $\frac{E_m}{V_m}$ como parâmetro.

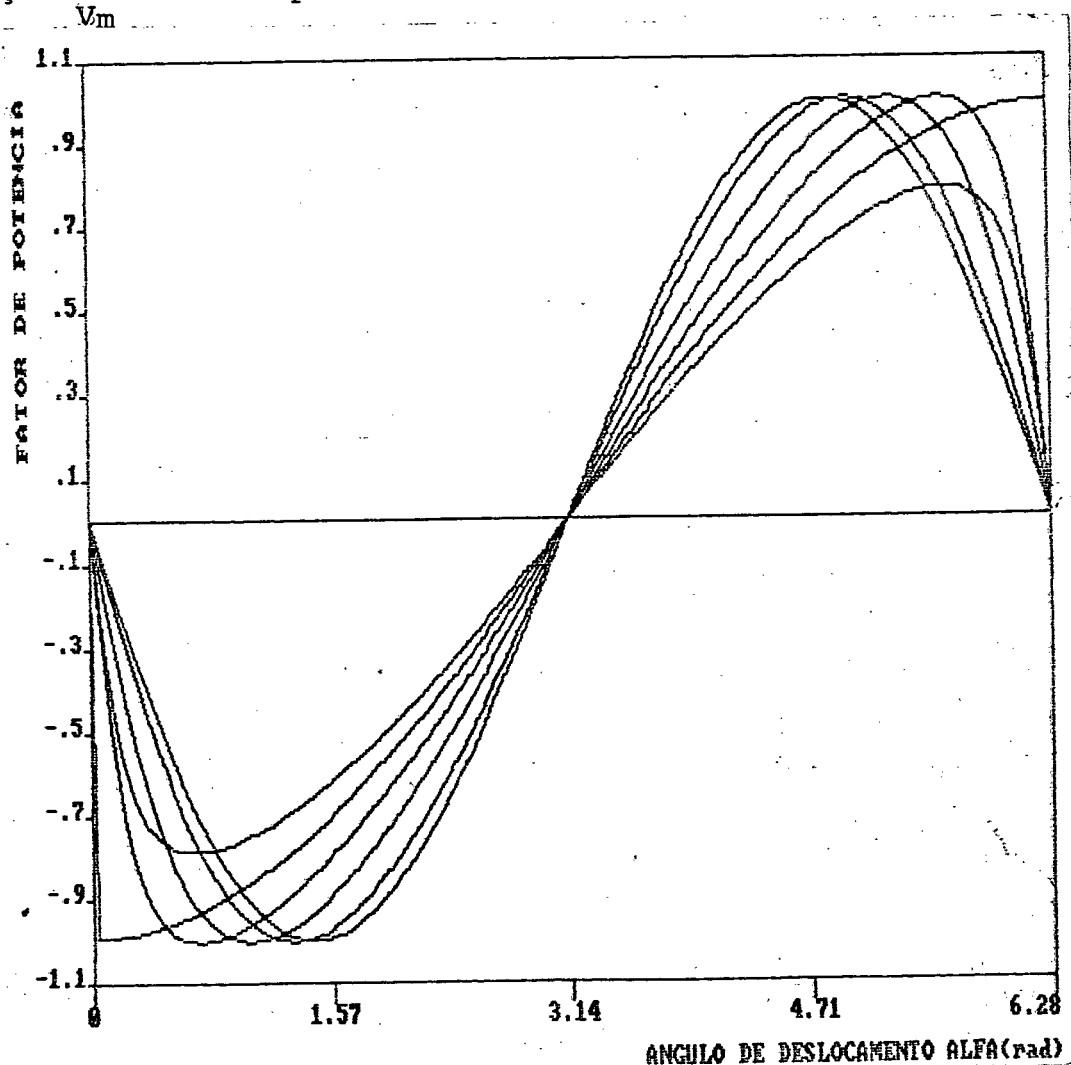


FIGURA 2.19 - Fator de Potência do Inversor.

2.4.7 - Potência Reativa do Inversor

Partindo da definição de potência reativa e com as equações (2.49) e (2.51), obtém-se:

$$Q = \frac{E_m}{2 \cdot \omega \cdot L} \sqrt{E_m^2 + V_m^2 - 2 \cdot E_m \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)} \cdot \sqrt{1 - f_p^2} \quad (2.53)$$

onde $\sqrt{1 - f_p^2}$ - é o valor do seno do ângulo do fator de potência. (2.54)

Substituindo a expressão (2.52) do fator de potência f_p na expressão (2.53) e rearrajando os termos obtêm-se

$$\sqrt{1 - f_p^2} = \frac{E_m - V_m \cdot \cos(\alpha)}{\sqrt{(E_m)^2 + (V_m)^2 - 2 \cdot E_m \cdot \cos(\alpha)}} \quad (2.55)$$

Desta forma a potência reativa fica.

$$Q = \frac{2}{2 \cdot \omega \cdot L} \frac{E_m - V_m \cdot \cos(\alpha)}{\sqrt{(E_m)^2 + (V_m)^2 - 2 \cdot E_m \cdot \cos(\alpha)}} \quad (2.56)$$

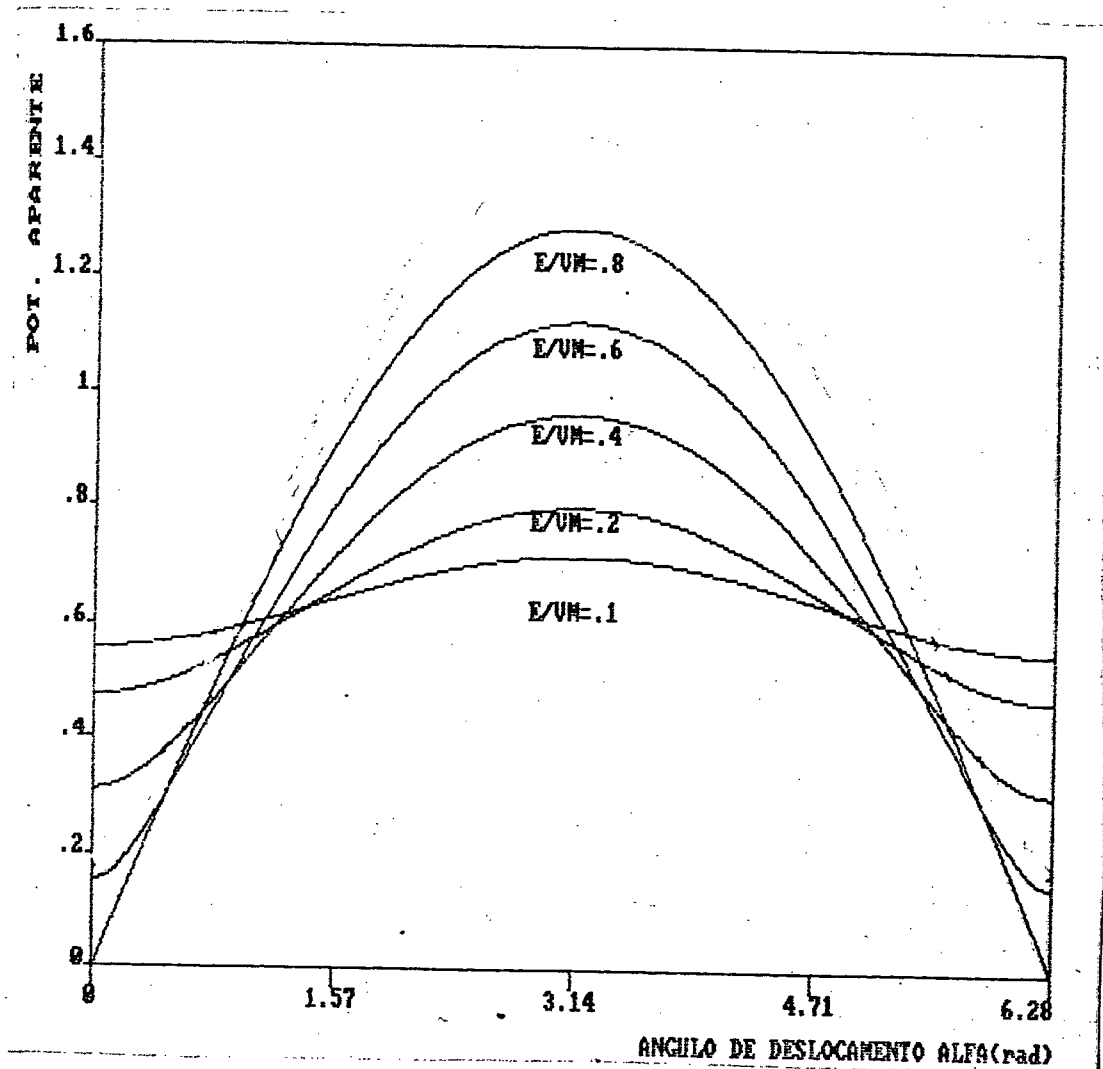
Parametrizando as expressões da potência aparente, média e reativa obtêm-se:

$$\frac{P_{md} \cdot \omega \cdot L}{E \cdot V_m} = \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\alpha) \quad (2.57)$$

$$\frac{S \cdot \omega \cdot L}{E \cdot V_m} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot V_m}\right)^2 + 1} - \frac{8}{\pi} \cdot \left(\frac{E}{V_m}\right) \cdot \cos(\alpha) \quad (2.58)$$

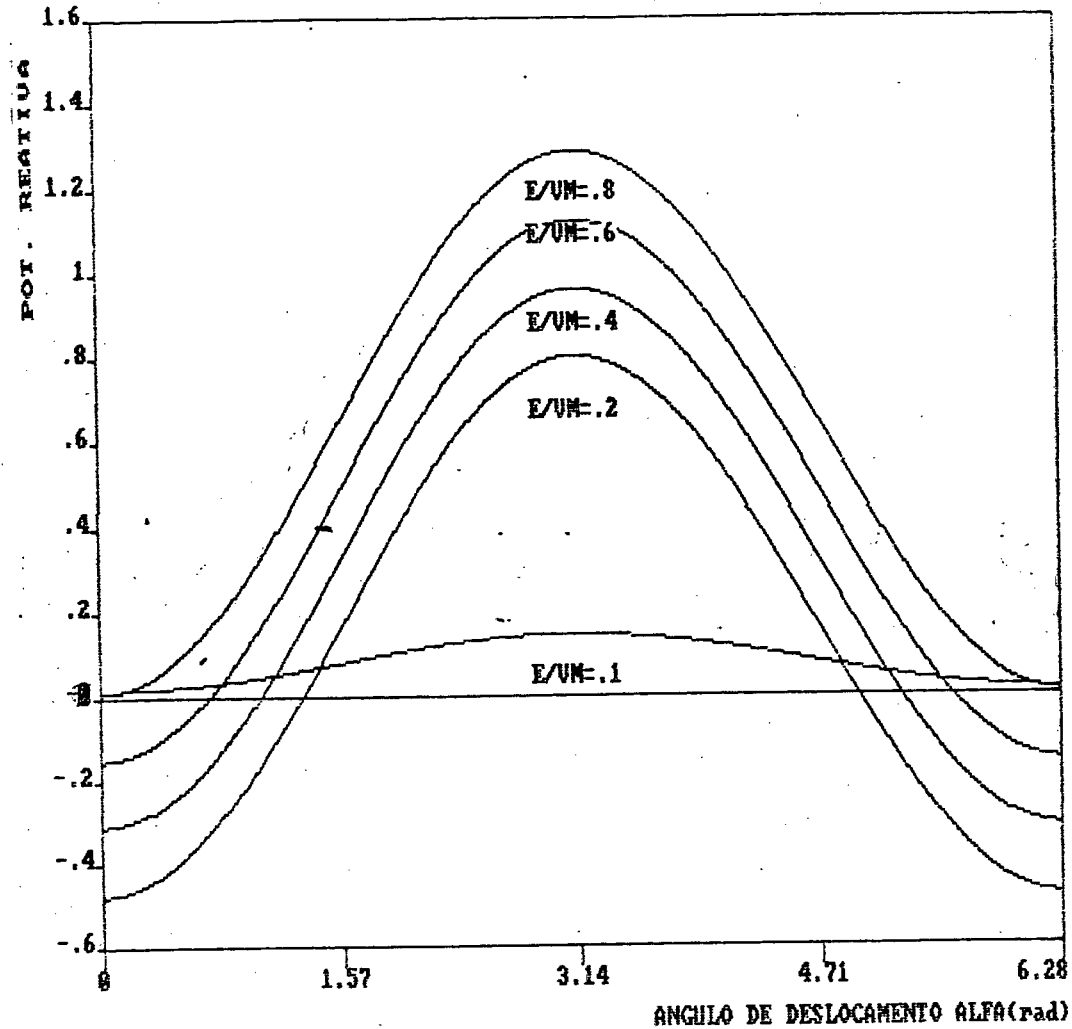
$$\frac{Q \cdot \omega \cdot L}{E \cdot V_m} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \cdot (E/V_m) - 0,5 \cdot \cos(\alpha) \quad (2.59)$$

Tomando a relação E/V_m como parâmetro, temos as seguintes curvas, que demonstram o comportamento das potências envolvidas do inversor.

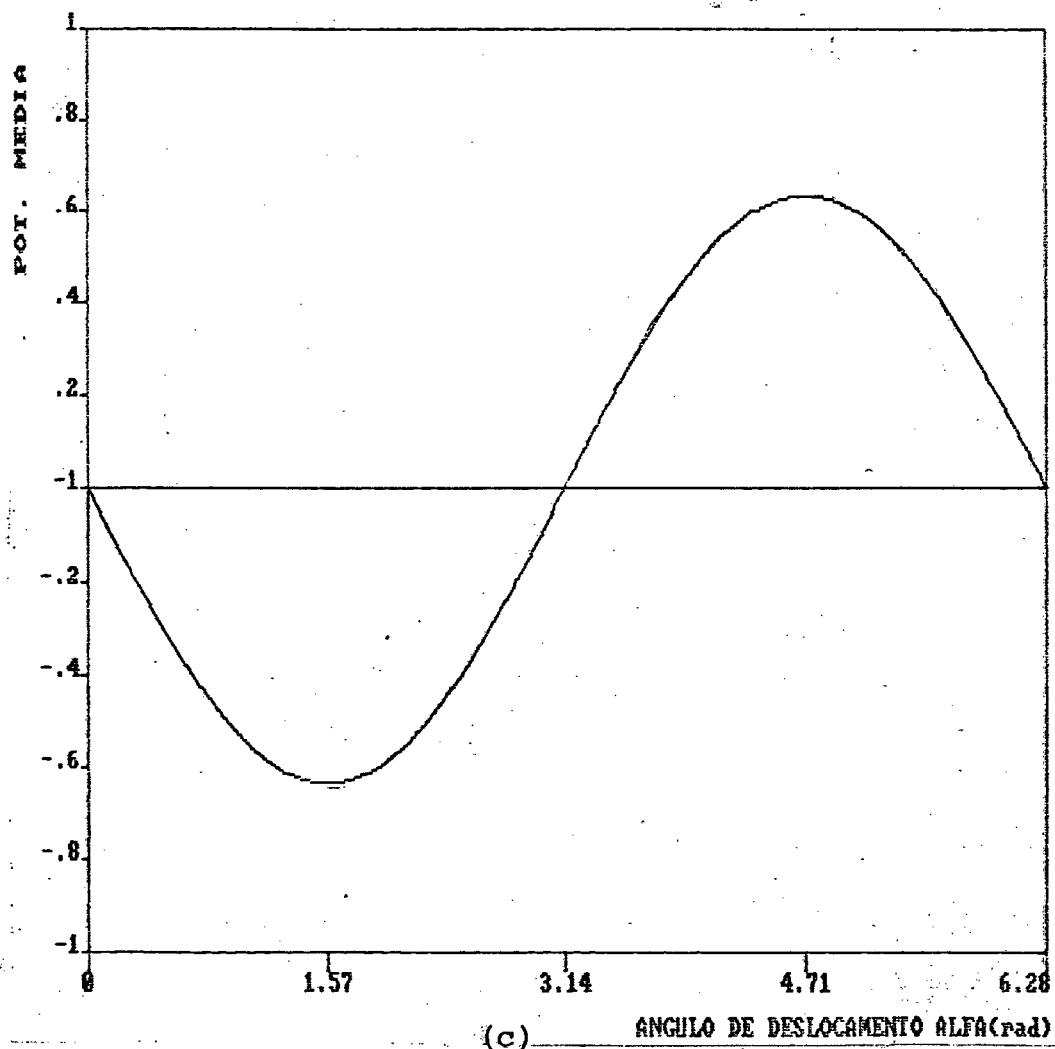


(a)

FIGURA 2.20 a) - Potência Aparente Parametrizada
b) - Potência Reativa Parametrizada
c) - Potência Média Parametrizada



(b)



(c)

2.5 - Estudo Analítico do Inversor Considerando todos os Harmônicos da Tensão de Saída do Inversor

Para um ângulo α qualquer, tem-se as seguintes formas de onda no lado C.A. -

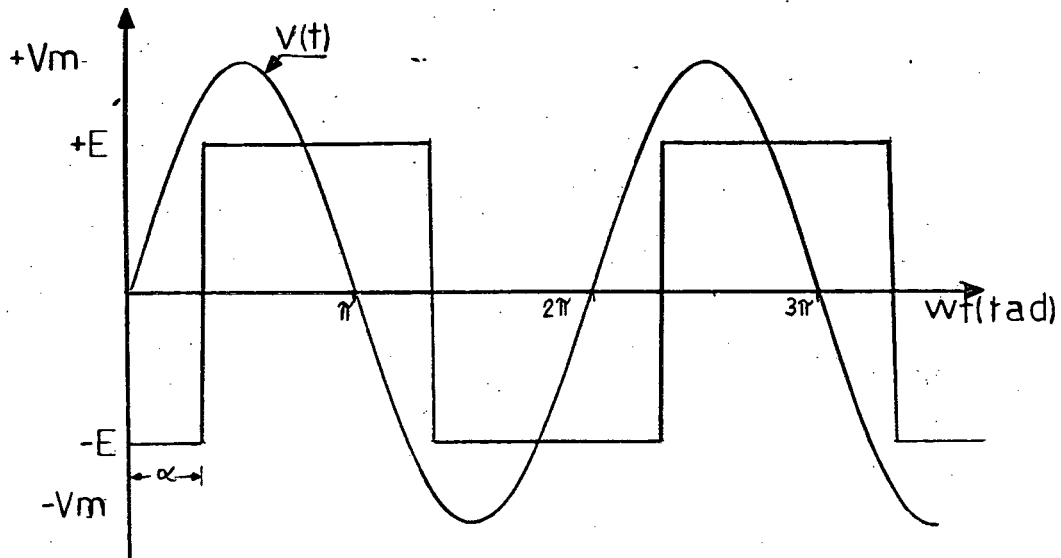


FIGURA 2.21 - Tensão de Saída do Inversor e do Sistema C.A. para um Ângulo α Genérico.

onde

$$v(t) = V_m \cdot \sin(\omega t) \quad (2.60)$$

e

$$V_m = \sqrt{2} \cdot v_0 \quad - \text{ e } v_0 \text{ é a tensão eficaz do sistema C.A.} \quad (2.61)$$

2.5.1 - Obtenção da Expressão da Corrente $i_L(\omega t)$

A tensão sobre o indutor L está dividida nos seguintes intervalos.

a) Intervalo $[0, \alpha]$

$$V_L = V_m \cdot \sin(\omega t) + E \quad (2.62)$$

b) intervalo $|\alpha, \pi + \alpha|$

$$v_L = V_m \cdot \sin(\omega t) - E \quad (2.63)$$

c) intervalo $|\pi + \alpha, 2\pi|$

$$v_L = V_m \cdot \sin(\omega t) + E \quad (2.64)$$

Como a corrente que circula no indutor é a integral de sua tensão. Integrando a corrente $i_L(\omega t)$. Nestes intervalos obtêm-se:

1º) Intervalo $|0, \alpha|$

$$i_{L1}(\omega t) = -\frac{V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{E \cdot \omega t}{\omega \cdot L} + K_i \quad (2.65)$$

2º) Intervalo $|\alpha, \pi + \alpha|$

$$i_{L2}(\omega t) = -\frac{V_m \cdot \cos(\omega t)}{\omega \cdot L} - \frac{E \cdot \omega t}{\omega \cdot L} + C_1 \quad (2.66)$$

onde:

C_1 = condição inicial para este intervalo.

A condição inicial para este intervalo é obtida fazendo-se:

$$i_{L1}(\alpha) = i_{L2}(\alpha) \quad (2.67)$$

Desta forma:

$$C_1 = \frac{E \cdot 2 \cdot \alpha}{\omega \cdot L} + K_i \quad (2.68)$$

Substituindo a equação (2.68) na (2.66) tem-se:

$$i_{L2}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) - \frac{E}{\omega \cdot L} (\omega t - 2\alpha) + K_i \quad (2.69)$$

3º) Intervalo $|\pi + \alpha, 2\pi|$

Neste intervalo temos:

$$i_{L3}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{E}{\omega \cdot L} (\omega t) + C_2 \quad (2.70)$$

Utilizando os mesmos critérios adotados para a determinação de C_1 , a expressão (2.70) fica:

$$i_{L3}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) - \frac{E}{\omega \cdot L} (\omega t - 2\pi) + K_i \quad (2.71)$$

- Cálculo da constante K_i

A constante K_i é responsável pela condição de alternância da corrente que circula na indutância L .

A condição de alternância é dada pela seguinte expressão:

$$i_{L1}(0) = -i_{L2}(\pi) \quad (2.72)$$

Desta forma tem-se:

$$-\frac{V_m}{\omega \cdot L} \cos(0) + \frac{E}{\omega \cdot L} (0) + K_i + \frac{V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\pi) + \frac{E}{\omega \cdot L} (\pi - 2\alpha) - K_i$$

$$K_i = \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \quad (2.73)$$

Substituindo a expressão (2.73) nas expressões (2.65), (2.69) e (2.71). a corrente de cada intervalo, dentro de um período, fica definida por:

$$i_{L1}(t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{+E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t + \pi/2 - \alpha) \quad (2.74)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{-E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha) \quad (2.75)$$

$$i_{L3}(t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{+E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t - \frac{3\pi}{2} - \alpha) \quad (2.76)$$

Estas expressões são válidas para $0 \leq \alpha \leq \pi$, no caso de $\pi \leq \alpha \leq 2\pi$, as equações ficam :

$$i_{L1}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) - \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t + \pi/2 - \alpha) \quad (2.77)$$

$$i_{L2}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{+E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t + \frac{\pi}{2} - \alpha) \quad (2.78)$$

$$i_{L3}(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) - \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot (\omega t - \frac{3\pi}{2} - \alpha) \quad (2.79)$$

A corrente que circula na indutância L possui duas componentes, a primeira é proveniente da tensão do sistema C.A. e a segunda da tensão de saída do inversor.

A componente proveniente da tensão do sistema C.A. independe da variável de controle α . A componente proveniente da tensão de saída do inversor depende do ângulo α . O ângulo α não altera a amplitude

desta componente, mas a defasa de α . A condição inicial desta componente tem sua amplitude afetada por α e é definida pela equação (2.73), ou seja, a constante K_1 é a condição inicial desta componente em função de α .

As Figuras 2.22 , 2.23 , 2.24 e 2.25 mostram as formas de onda previstas, considerando a contribuição de cada fonte de tensão por superposição.

Os valores utilizados para a obtenção das curvas foram:

$$E = 48V$$

$$V_m = 141V$$

$$L = 95 \text{ mH}$$

2.5.2 - Obtenção da Expressão da Corrente Média

A corrente que circula na bateria $i_E(t)$ está representada nas Figuras 2.22, 2.23, 2.24 e 2.25 para diferentes valores do ângulo α . Apartir destas figuras verifica-se o comportamento da corrente $i_E(t)$ em função do ângulo α .

Tomando-se o intervalo $[\alpha, \pi+\alpha]$, para o cálculo da expressão da corrente média, e com a expressão (2.72) tem-se:

$$I_{md} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L(\omega t) d(\omega t) \quad (2.80)$$

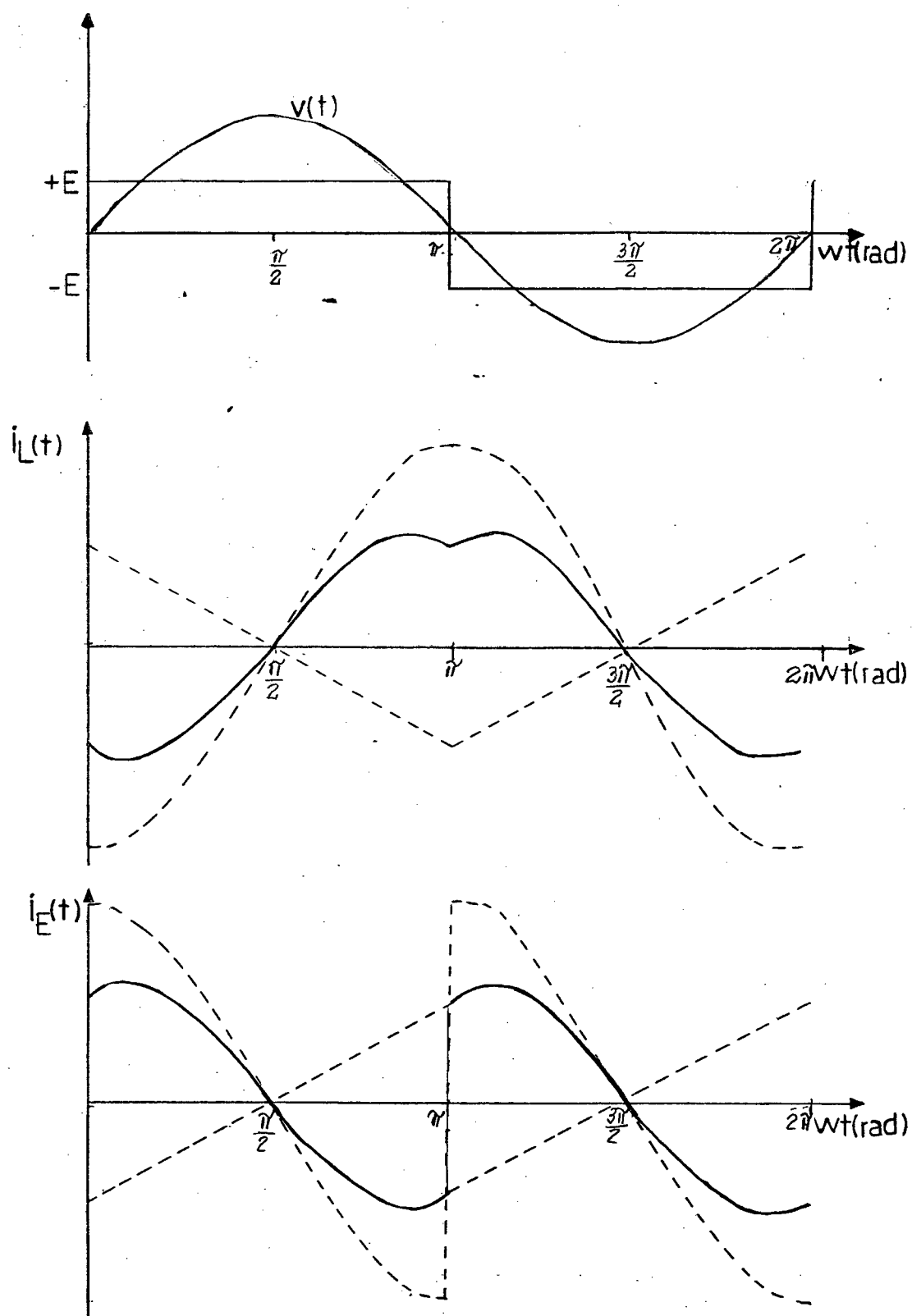


FIGURA 2.22 - Formas de Onda para $\alpha=0^\circ$

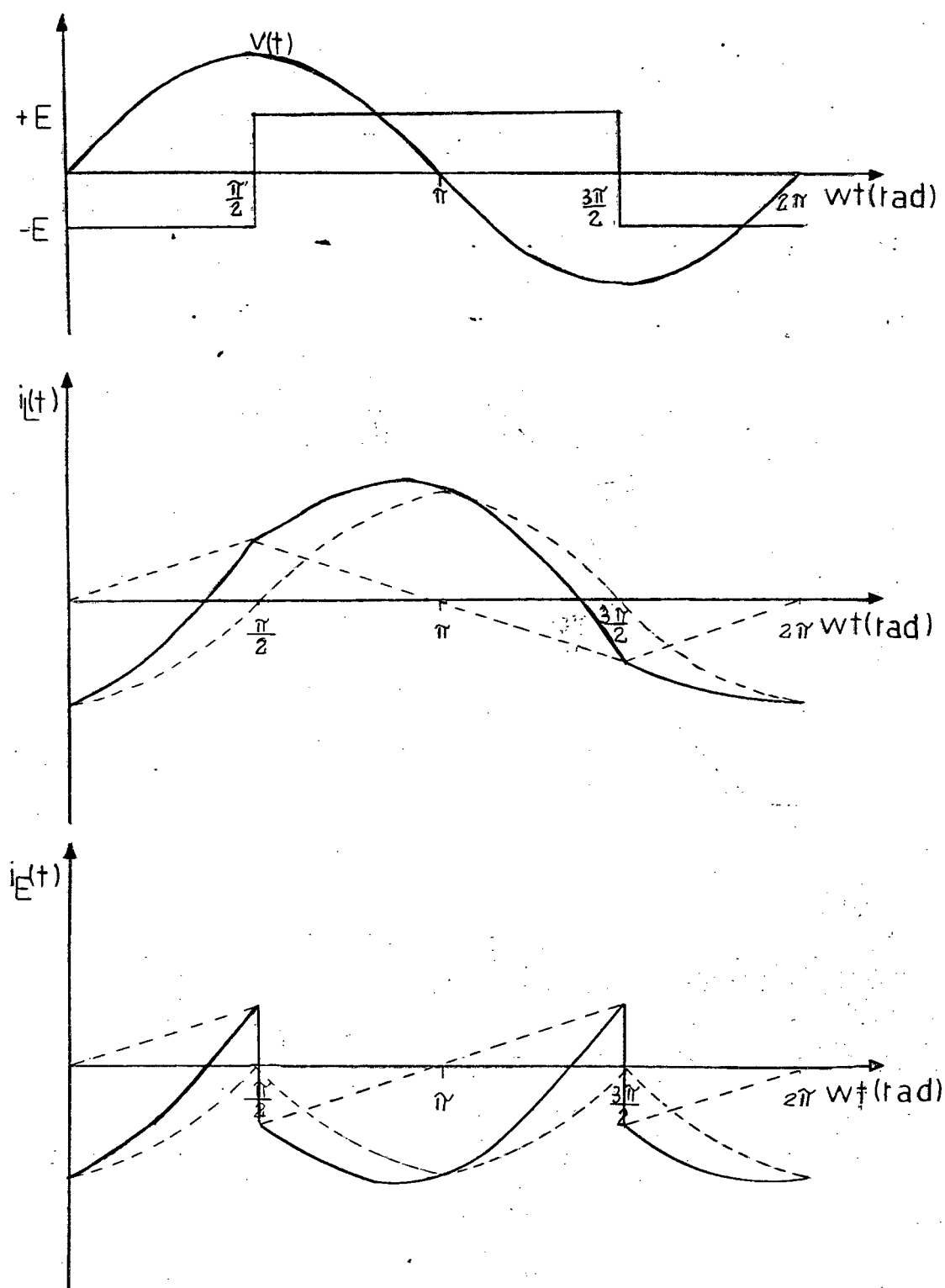


FIGURA 2.23 - Formas de Onda para $\alpha=90^\circ$.

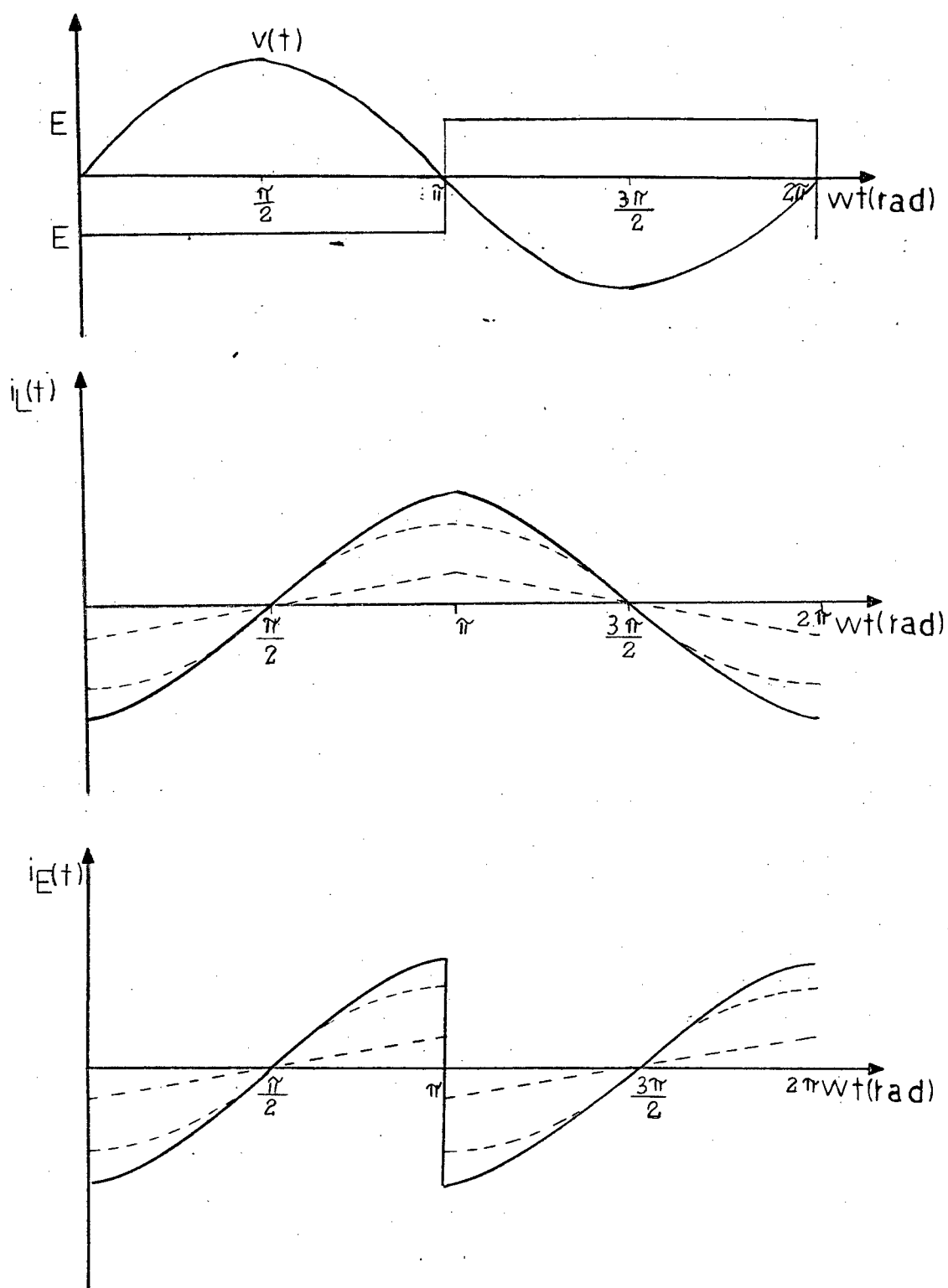


FIGURA 2.24 - Formas de Onda para $\alpha=180^\circ$

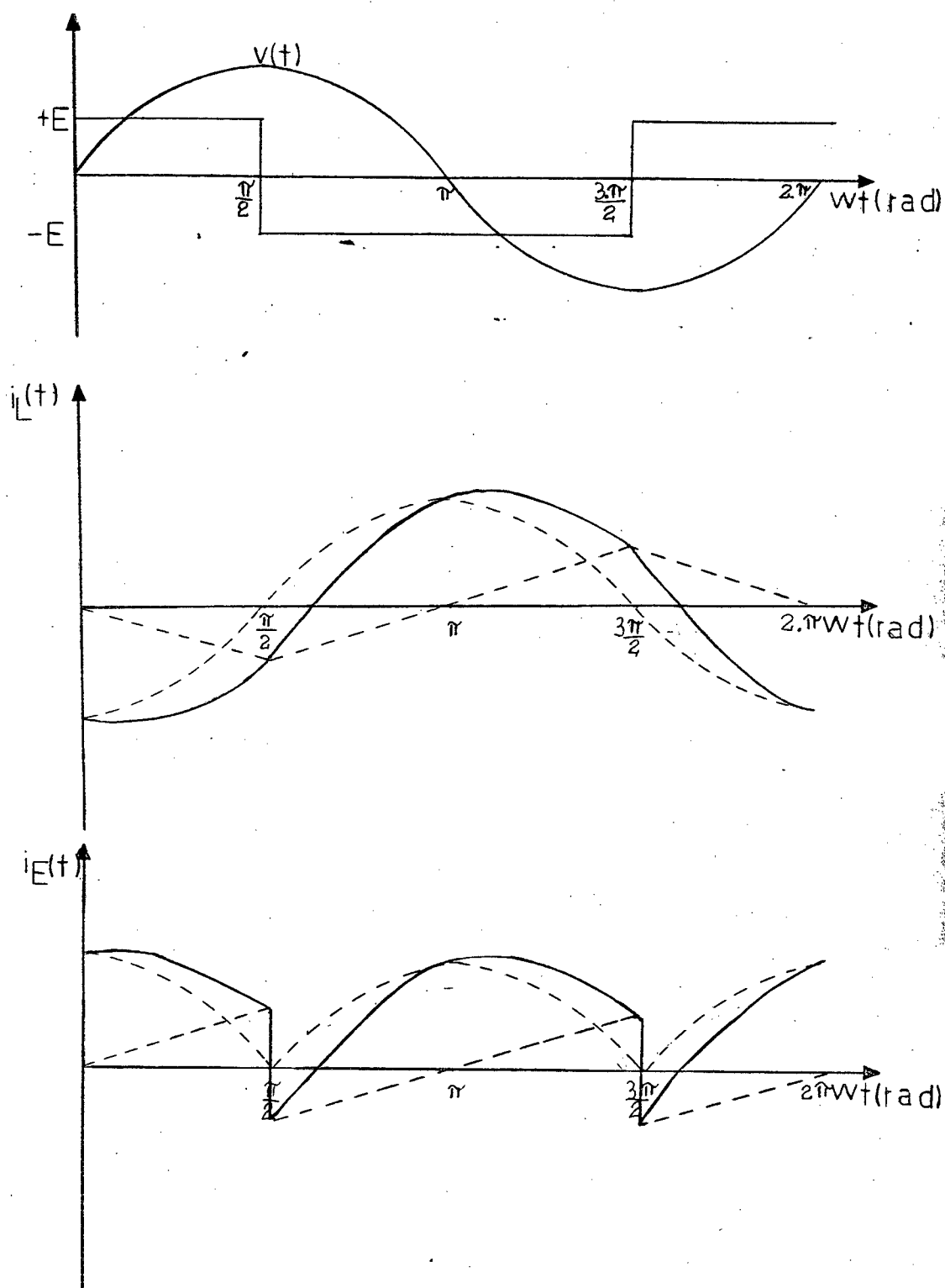


FIGURA 2.25 - Formas de Onda para $\alpha = 270^\circ$

$$I_{md} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \left[\frac{V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \right] d(\omega t)$$

$$I_{md} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \frac{V_m}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha \right) d(\omega t)$$

Integrando ambas as parcelas.

$$I_{md} = \frac{-2 \cdot V_m}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot \sin(\alpha) \quad (2.81)$$

Com a expressão (2.81) fica consolidado a expressão para o cálculo da corrente média, e seu comportamento em relação a variável de controle, o ângulo α .

Torna-se desnecessário a obtenção da expressão da potência média, pois os harmônicos da tensão de saída do inversor em nada contribuem para a potência média.

2.5.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da Corrente $i_L(\omega t)$

As formas de onda da corrente na saída do inversor $i_L(\omega t)$ podem ser representadas através da série de Fourier por:

$$i_L(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \sin(n \cdot \omega t) + b_n \cdot \cos(n \cdot \omega t)) \quad (2.82)$$

onde

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_L(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.83)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_L(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.84)$$

n é a ordem da harmônica.

Como a corrente está dividida em intervalos e através das equações (2.74), (2.75) e (2.76) que representam estes intervalos, as expressões dos coeficientes ficam:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\alpha} i_{L1}(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_{L2}(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \\ + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} i_{L3}(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.85)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\alpha} i_{L1}(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_{L2}(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \\ + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} i_{L3}(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.86)$$

Devido as simetrias das formas de onda das Figuras 2.22, 2.23, 2.24 e 2.25 apenas os termos a_n e b_n para n ímpares não

são nulos. Desta forma resolvendo-se as integrais das expressões (2.85) e (2.86) obtém-se:

$$a_1 = \frac{4 \cdot E \cdot \cos(\alpha)}{\pi \cdot \omega \cdot L} - \frac{V_m}{\omega \cdot L} \quad (2.87)$$

$$a_p = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L \cdot n^2} \cdot \cos(n \cdot \alpha) \quad p/n = 3, 5, 7, \dots \quad (2.88)$$

e

$$b_n = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L \cdot n^2} \cdot \sin(n \cdot \alpha) \quad p/n = 1, 3, 5, \dots \quad (2.89)$$

Com os coeficientes determinados, a corrente na saída do inversor fica representada por:

$$i_L(\omega t) = \frac{V_m \cdot \cos(\omega t)}{\omega \cdot L} + \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{\cos(n \alpha) \cdot \cos(n \omega t) + \sin(n \alpha) \cdot \sin(n \omega t)}{n^2} \right| \quad (2.90)$$

$$P/ n = 1, 3, 5, \dots$$

como:

$$\cos(n \alpha) \cdot \cos(n \omega t) + \sin(n \alpha) \sin(n \omega t) = \cos(n \cdot (\omega t - \alpha))$$

temos:

$$i_L(\omega t) = \frac{-V_m \cdot \cos(\omega t)}{\omega \cdot L} + \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \sum_{n=1}^{\infty} \cdot \frac{\cos(n \cdot (\omega t - \alpha))}{n^2} \quad (2.91)$$

Considerando apenas a fundamental da corrente $i_L(\omega t)$, obtêm-se a seguinte expressão:

$$i_L(\omega t) = \frac{-V_m \cos(\omega t)}{\omega \cdot L} + \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot \cos(\omega t - \alpha) \quad (2.92)$$

Esta expressão é idêntica a expressão (2.28), que foi obtida considerando apenas a fundamental da tensão de saída do inversor. Fica consolidada a expressão obtida, através da Série de Fourier, para a corrente $i_L(\omega t)$.

Apartir dos coeficientes da Série de Fourier pode-se determinar o valor eficaz da corrente na saída do inversor $i_L(t)$.

O valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ fica definido por:

$$i_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{2} a_1^2 + \frac{1}{2} a_3^2 + \frac{1}{2} a_5^2 + \dots + \frac{1}{2} b_1^2 + \frac{1}{2} b_3^2 + \frac{1}{2} b_5^2 + \dots} \quad (2.93)$$

Através das expressões (2.87), (2.88) e (2.89) e substituindo-as na expressão (2.93), temos:

$$i_{Lef} = \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{(4 \cdot E / \pi) \cdot \cos(\alpha) - V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{(4 \cdot E / \pi) \cdot \sin(\alpha)}{\omega \cdot L} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2 \cdot \sum_{n=3}^{\infty} (1/n^4) \right]^{1/2} \quad (2.94)$$

$$P/n = 3, 5, 7, \dots$$

Comparando-se as expressões (2.33) e (2.94) verificamos que a expressão (2.94) possui um termo a mais, este termo é proveniente dos harmônicos gerados pela forma de onda da tensão de saída do inversor e não é função do ângulo α .

Rearranjando os termos da expressão (2.94), têm-se:

$$i_{Lef} = \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 - \frac{4 \cdot E \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{\pi \cdot (\omega L)^2} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (1/n^4) \right]^{1/2} \quad (2.95)$$

$$p/ n=1,3,5,\dots$$

termo relativo aos harmônicos gerados pela forma de onda da tensão de saída do inversor pode ser aproximado por

$$\frac{1}{2} \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n^4} \right) \cong 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2 \quad (2.96)$$

$$p/ n= 1,3,5,\dots$$

Substituindo a expressão (2.96), a expressão final para o valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ é

$$i_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{\omega \cdot L} \right)^2 - \frac{4 \cdot E \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{\pi \cdot (\omega L)^2} + 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2} \quad (2.97)$$

2.5.4 - Potência Aparente, Reativa e Fator de Potência

Apartir das expressões (2.18) e (2.97) a expressão da potência aparente em função do ângulo α fica sendo:

$$S = E \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{\omega L} \right)^2 - \frac{4 \cdot E \cdot V_m}{\pi \cdot (\omega L)^2} \cdot \cos(\alpha) + 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot \omega \cdot L} \right)^2} \quad (2.98)$$

Evidenciando o termo $1/2(\omega L)^2$ na expressão (2.98), chega-se a expressão (2.99).

$$S = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot \omega L} \cdot \sqrt{(V_m)^2 - \frac{8 \cdot E \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{\pi} + 1,0145 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi} \right)^2} \quad (2.99)$$

A potência reativa pode ser determinada por

$$Q = \sqrt{S^2 - P_{md}^2} \quad (2.100)$$

Substituindo as expressões da potência aparente e média, obtêm-se:

$$Q = \frac{E}{\omega L} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot V_m^2 - \frac{4 \cdot E \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)}{\pi} - 4 \cdot \left(\frac{V_m}{\pi} \cdot \sin(\alpha) \right)^2 + 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi} \right)^2} \quad (2.101)$$

Pela definição de fator de potência e através das expressões (2.39) e (2.99), o fator de potência fica definido pela expressão (2.102).

$$f.p = \frac{-4.V_0 \cdot \sin(\alpha)}{\pi \cdot \sqrt{(V_m)^2 - \frac{8.E.V_m}{\pi} \cdot \cos(\alpha) + 1,0145 \cdot \left(\frac{4.E}{\pi}\right)^2}} \quad (2.102)$$

onde:

V_0 = tensão eficaz do sistema C.A.

Evidenciando o parâmetro, tensão de pico do sistema C.A., V_m e assumindo a relação E/V_m como parâmetro, o fator de potência fica então:

$$f.p = \frac{-0,9 \cdot \sin(\alpha)}{\sqrt{1 - \frac{8.E}{\pi.V_m} \cdot \cos(\alpha) + 1,0145 \cdot \left(\frac{4.E}{\pi.V_m}\right)^2}} \quad (2.103)$$

onde:

$0,9 = \sqrt{8}/\pi$ é o fator de distorção da tensão de saída do inversor.

Parametrizando as expressões das potências aparente, média e reativa, as expressões se tornam:

$$\frac{P_{md} \cdot \omega \cdot L}{V_m \cdot E} = \frac{-2}{\pi} \cdot \sin(\alpha) \quad (2.104)$$

$$\frac{S \cdot \omega \cdot L}{V_m \cdot E} = \sqrt{0,5 - \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot V_m} \cdot \cos(\alpha) + 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot V_m}\right)^2} \quad (2.105)$$

$$\frac{Q \cdot \pi \cdot L}{V_m \cdot E} = \sqrt{0,5 - \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot V_m} \cdot \cos(\alpha) + 0,5072 \cdot \left(\frac{4 \cdot E}{\pi \cdot V_m}\right)^2 - \left(\frac{2 \cdot \sin(\alpha)}{\pi}\right)^2} \quad (2.106)$$

As Figuras que seguem mostram o comportamento das potências aparente, média e reativa e o fator de potência, em função do ângulo α , tendo a relação E/V_m como parâmetro.

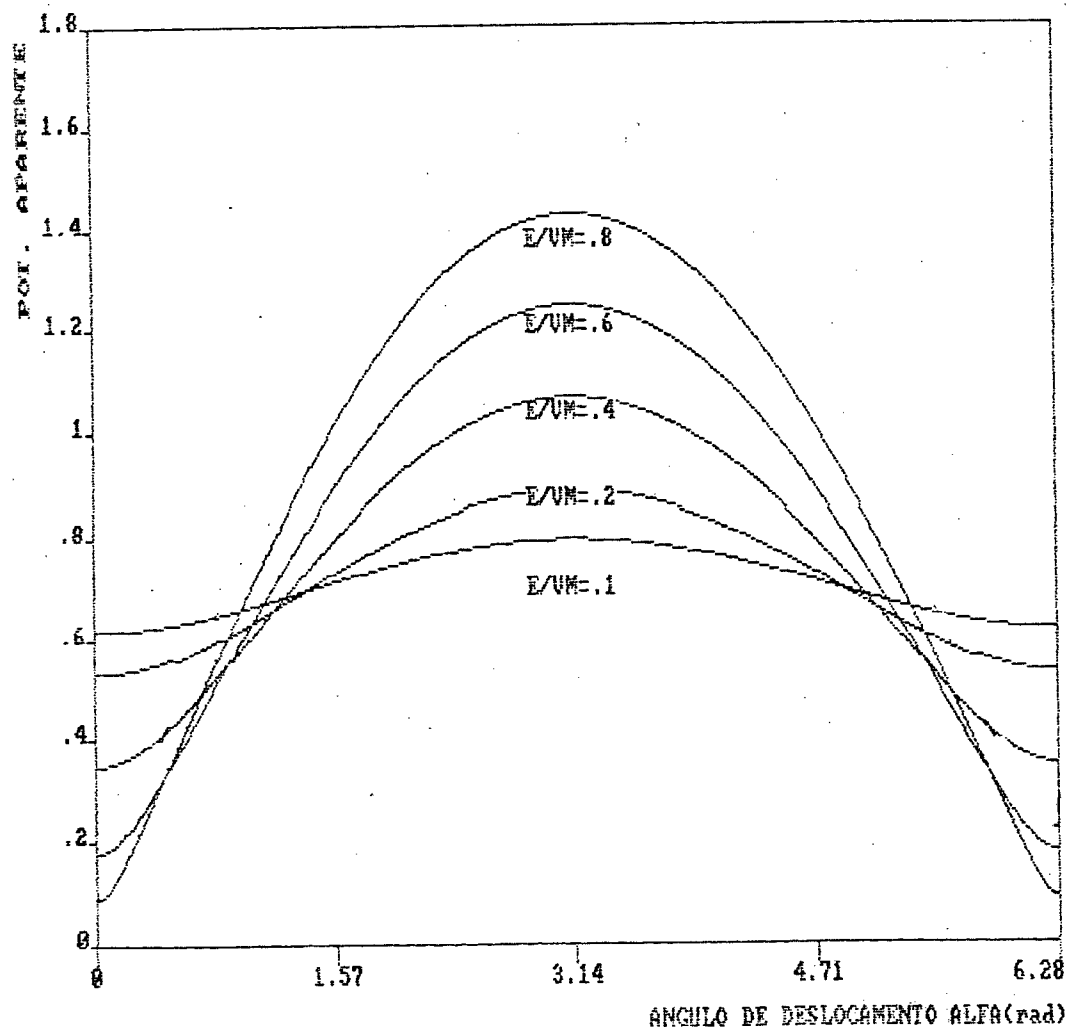


FIGURA 2.26 - Potência Aparente Parametrizada.

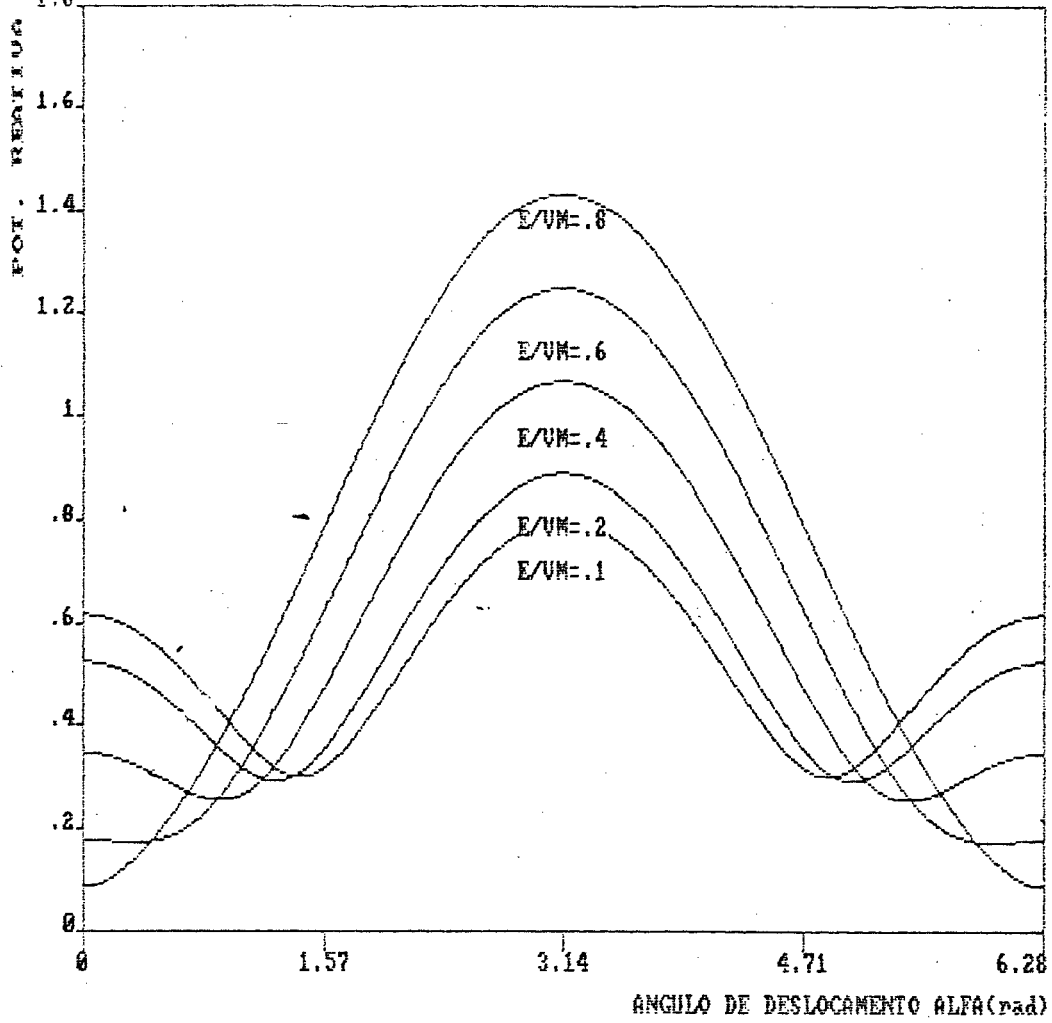


FIGURA 2.27 - Potência Reativa Parametrizada.

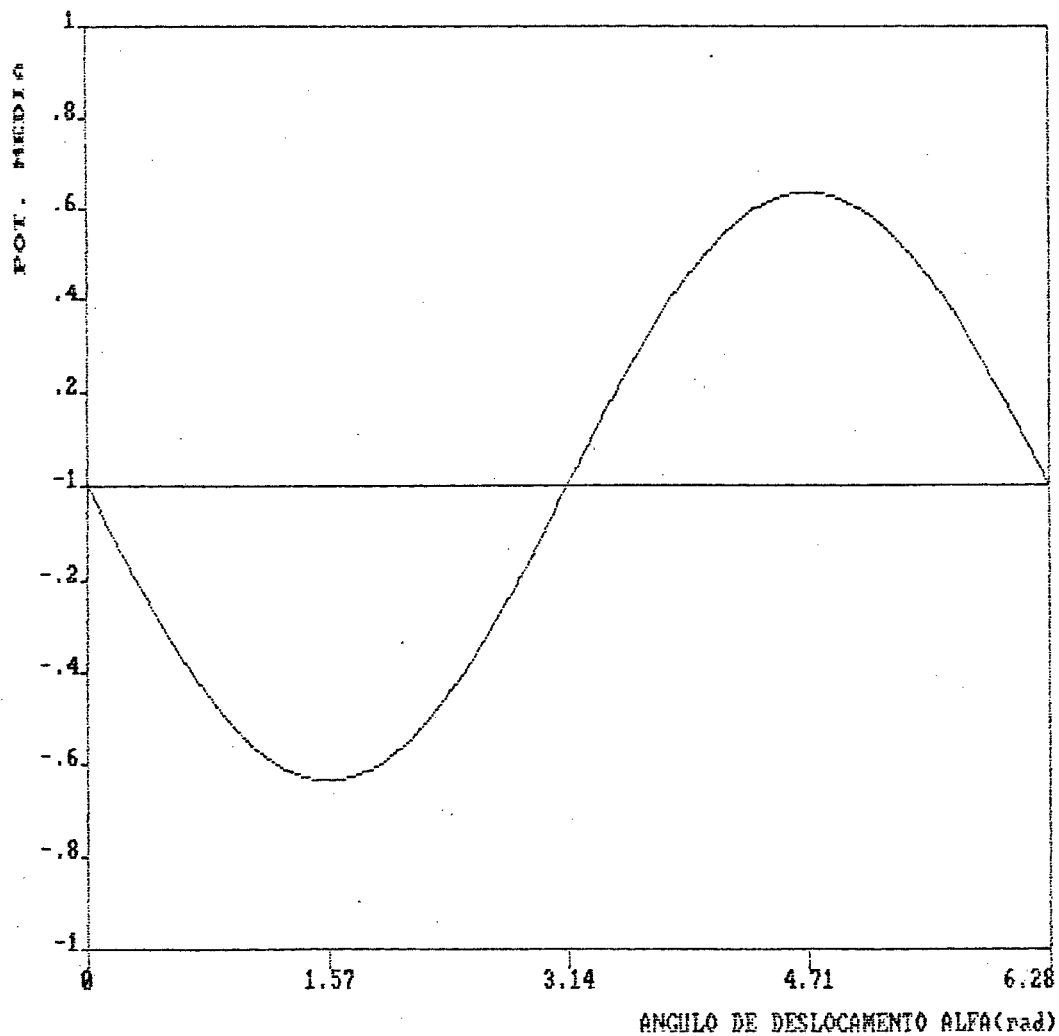


FIGURA 2.28 - Potência Media Parametrizada.

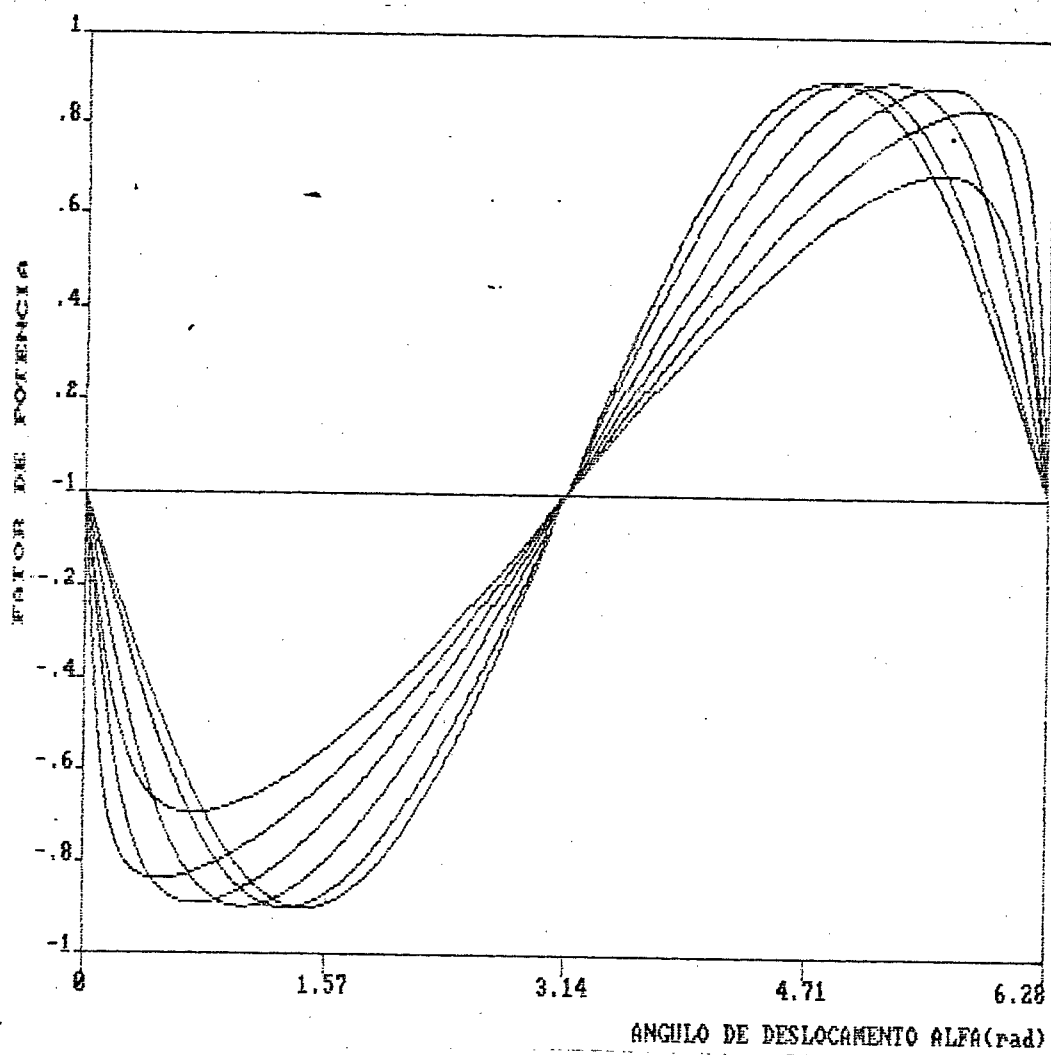


FIGURA 2.29 - Fator de Potência do Inversor.

2.6 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados o princípio de funcionamento e o estudo analítico da estrutura proposta.

O sistema "No Break" proposto tem como característica principal a utilização de apenas um conversor que acumula as funções de carregador/inversor.

Todas as grandezas envolvidas são função da variável de controle, o ângulo α , exceto a tensão de saída do inversor.

O estudo realizado no item 2.3 foi comprovado, tendo a sua idéia de fonte de corrente co-senoidal aceita.

O comportamento desta estrutura é de fácil entendimento e sua estrutura é simples.

A expressão da potência média envolvida, foi exaustivamente deduzida e sempre obteve-se a mesma expressão final, ficando esta consolidada.

Com a variação do ângulo α , pode-se controlar o fluxo de potência média, como também corrente média e corrente eficaz.

O estudo analítico, embora exaustivo, teve como objetivo um estudo completo da estrutura, desde a consideração da fonte de corrente co-senoidal até a estrutura real. Todas as grandezas envolvidas tiveram suas expressões deduzidas para cada consideração feita. Isto teve como finalidade a verificação do

comportamento dessas grandezas em relação a presença dos harmônicos .

Pelo estudo analítico a estrutura proposta mostrou-se viável e economicamente conveniente, podendo ser implementada, merecendo antes um estudo baseado em simulações, o que será feito no próximo capítulo.

C A P Í T U L O 3

ANÁLISE DA ESTRUTURA POR SIMULAÇÃO

3.1 - Introdução

Tem-se como objetivo apresentar e avaliar os resultados obtidos por simulação através dos quais ratificam-se os resultados obtidos no estudo analítico da estrutura, conforme foi abordado no Capítulo 2.

Os resultados obtidos são ilustrados por figuras e serão analisados, tanto sob o aspecto qualitativo quanto quantitativo. As simulações evoluíram na mesma seqüência da análise teórica de maneira que a comparação com os resultados teóricos possam ser destacados. Não foi objetivo das simulações obter resultados exatos, e sim valores de avaliação e comprovação da viabilidade da estrutura proposta. No entanto, uma análise da ordem de grandeza das tensões e correntes envolvidas é necessária.

O trabalho foi desenvolvido com o programa SACEC (Simulação Automática de Conversores Estáticos por Computador). [21]

3.2 - Simulação da Estrutura Inversora

3.2.1 - Fonte de Tensão Contínua - Fonte de Corrente Alternada

Tem-se como objetivo comprovar o estudo analítico realizado anteriormente.

A estrutura simulada está representada pela Figura 3.1. A fonte de tensão alternada de 50.000V em série com a indutância

de 13.3H simulam uma fonte de corrente co-senoidal de 10 A.

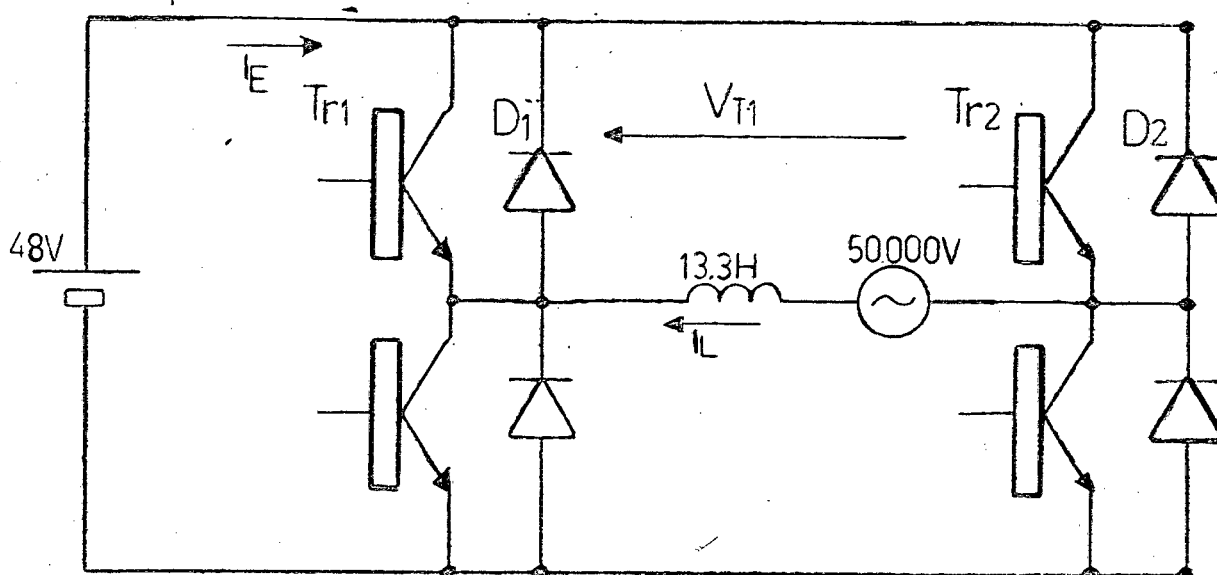


FIGURA 3.1 - Configuração Utilizada na Simulação.

3.2.1.1 - Simulação para Ângulo de Deslocamento $\alpha=0^\circ$

A configuração utilizada para esta simulação está representada na Figura 3.1.

Os resultados obtidos estão representados na Figura 3.2.

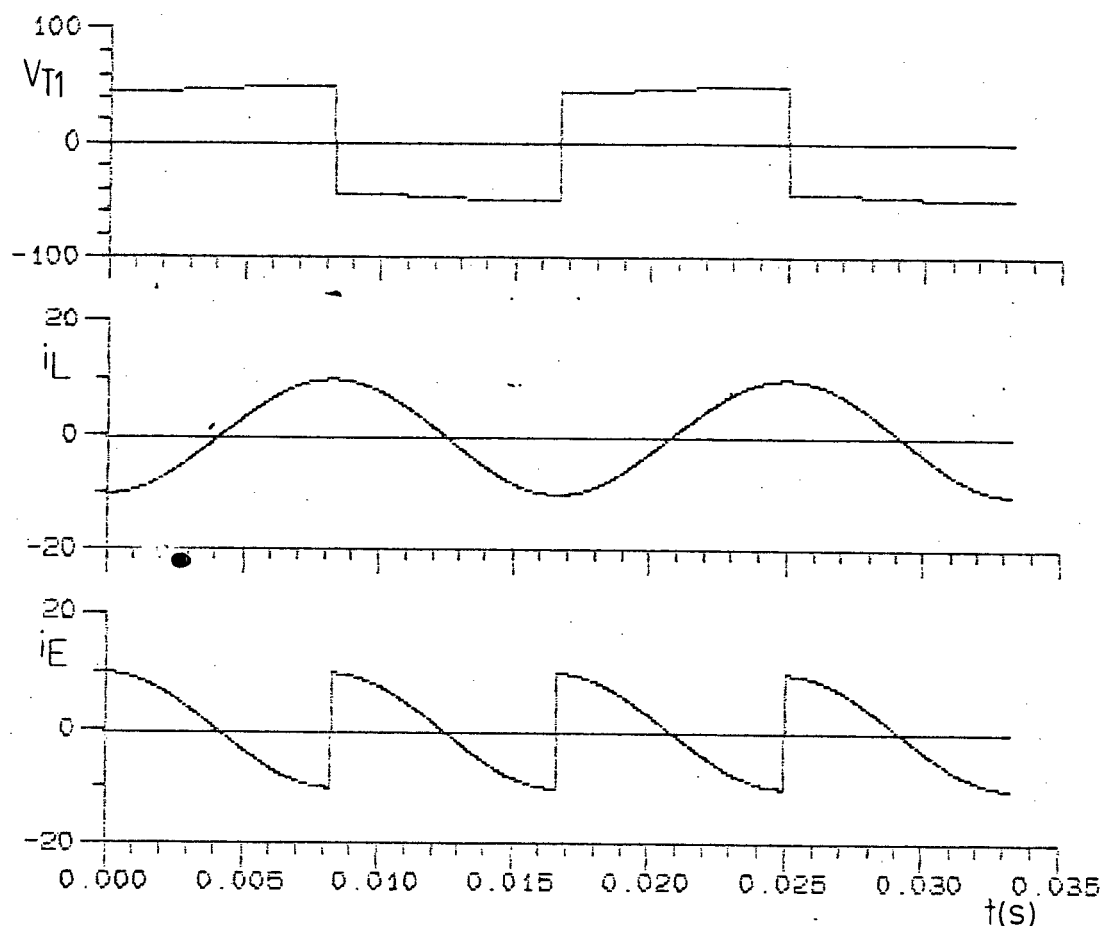


FIGURA 3.2 - Resultados Obtidos.

Nesta situação a corrente média que circula na bateria é nula, e em consequência o fluxo de potência também.

3.2.1.2 - Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento $\alpha=90^\circ$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.1.

Os resultados obtidos estão representados na Figura 3.3.

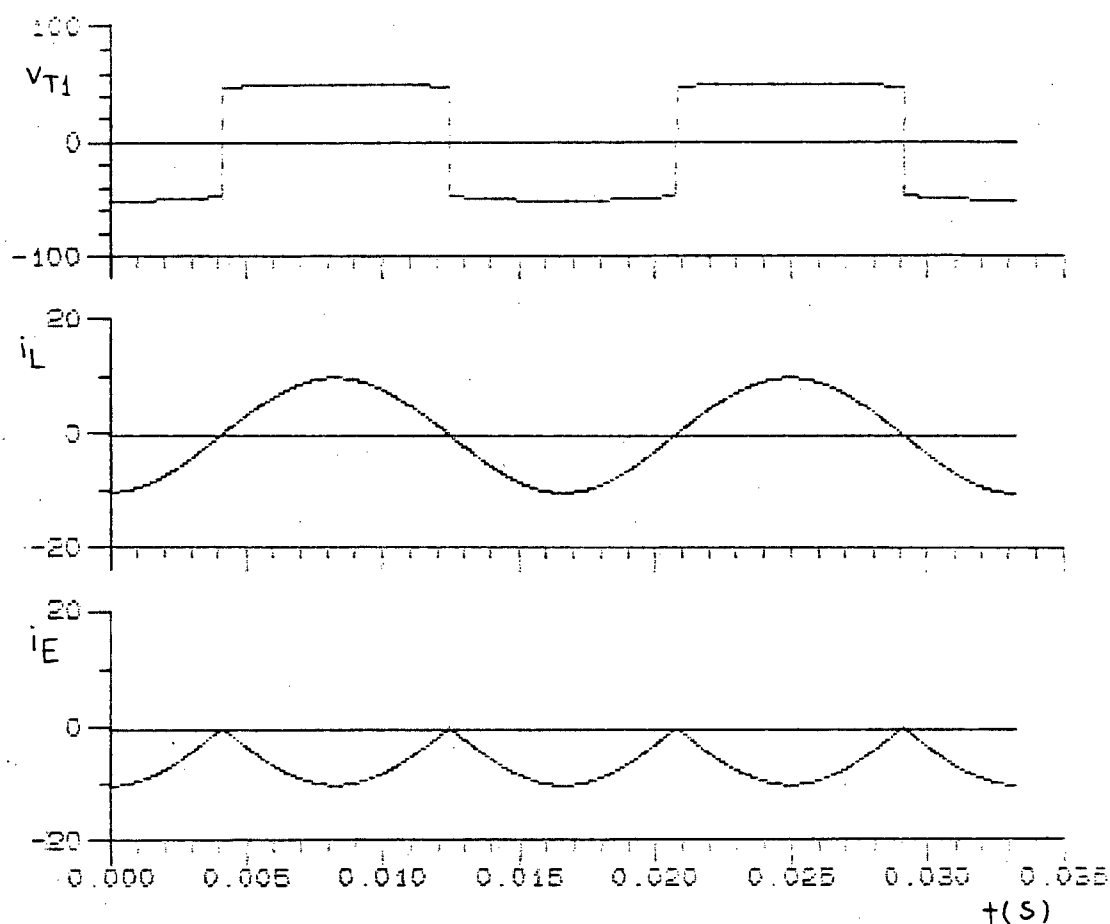


FIGURA 3.3 - Resultados Obtidos

Nesta situação a corrente média que circula na bateria é máxima.

A estrutura funciona como retificadora, tendo o fluxo de potência média máximo.

3.2.1.3 - Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento $\alpha=180^\circ$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.1.

Os resultados obtidos estão representados na Figura 3.4.

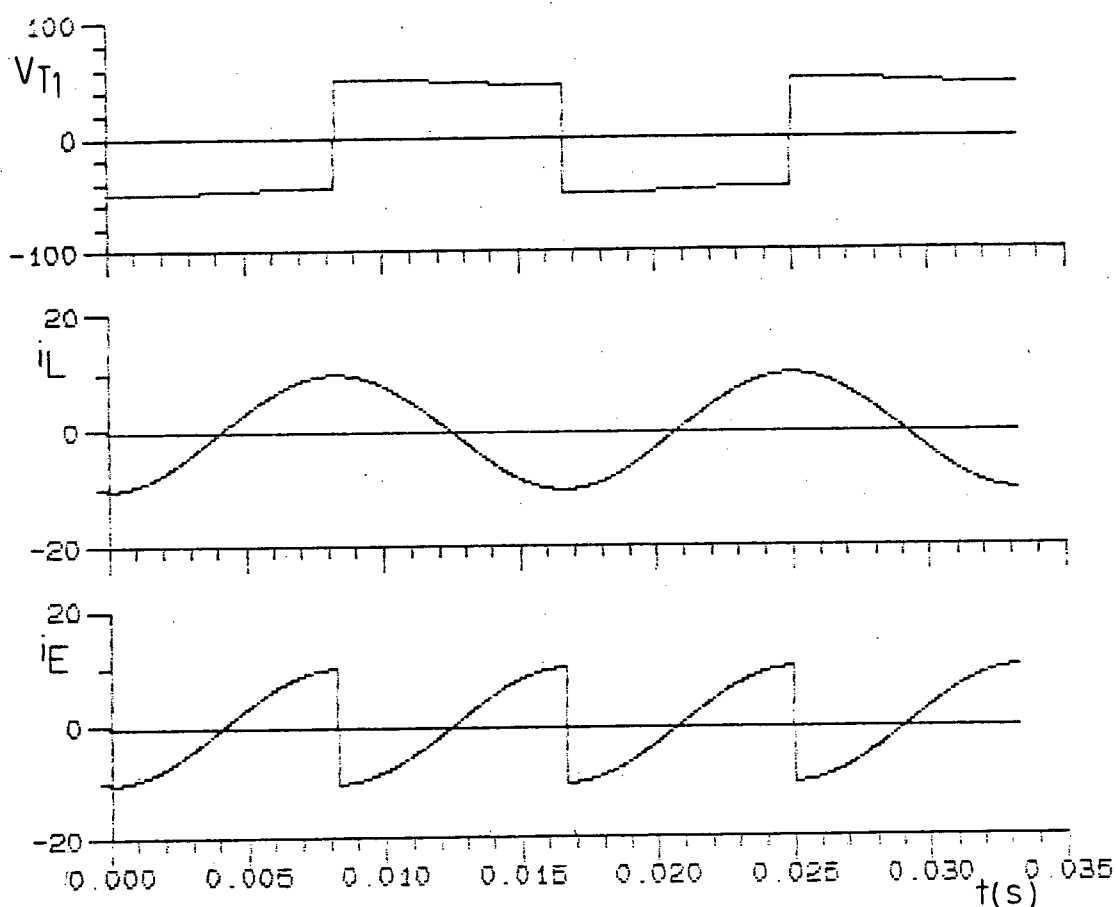


FIGURA 3.4 - Resultados Obtidos

Novamente a corrente média que circula na bateria é nula. Como era de se esperar após passar por um máximo, o fluxo de potência média volta a ser nula.

3.2.1.3 - Simulação da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento

$$\alpha = 270^\circ$$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.1.

Os resultados obtidos estão representados na Figura 3.5.

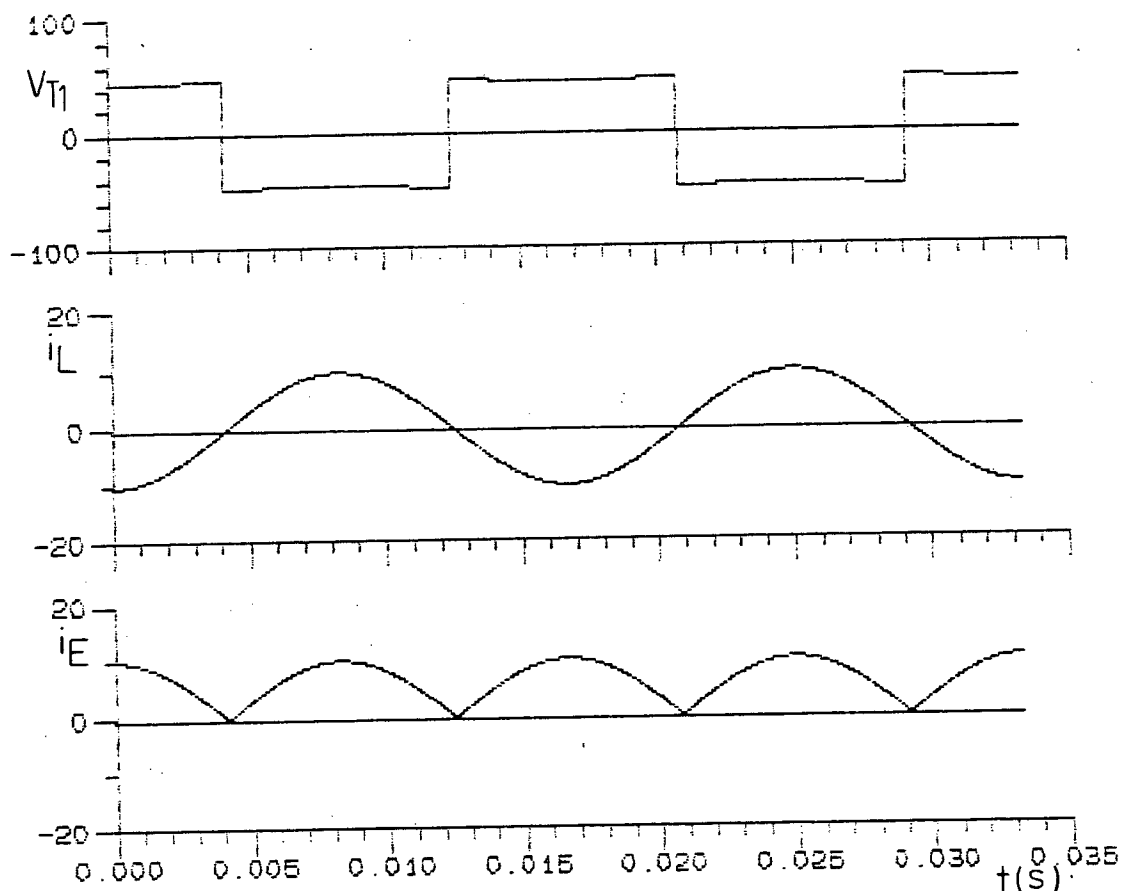


FIGURA 3.5 - Resultados Obtidos.

Nesta situação a corrente média que circula na bateria é máxima.

A estrutura funciona como inversora, e com o fluxo de potência máximo.

As figuras 3.2 , 3.3 , 3.4 . e 3.5 mostram que o comportamento do fluxo de potência média se dá conforme uma função senoidal como fora deduzido anteriormente.

3.2.2 - Fonte de Tensão Contínua - Carga, V e L

A configuração utilizada na simulação está representada na Figura 3.6.

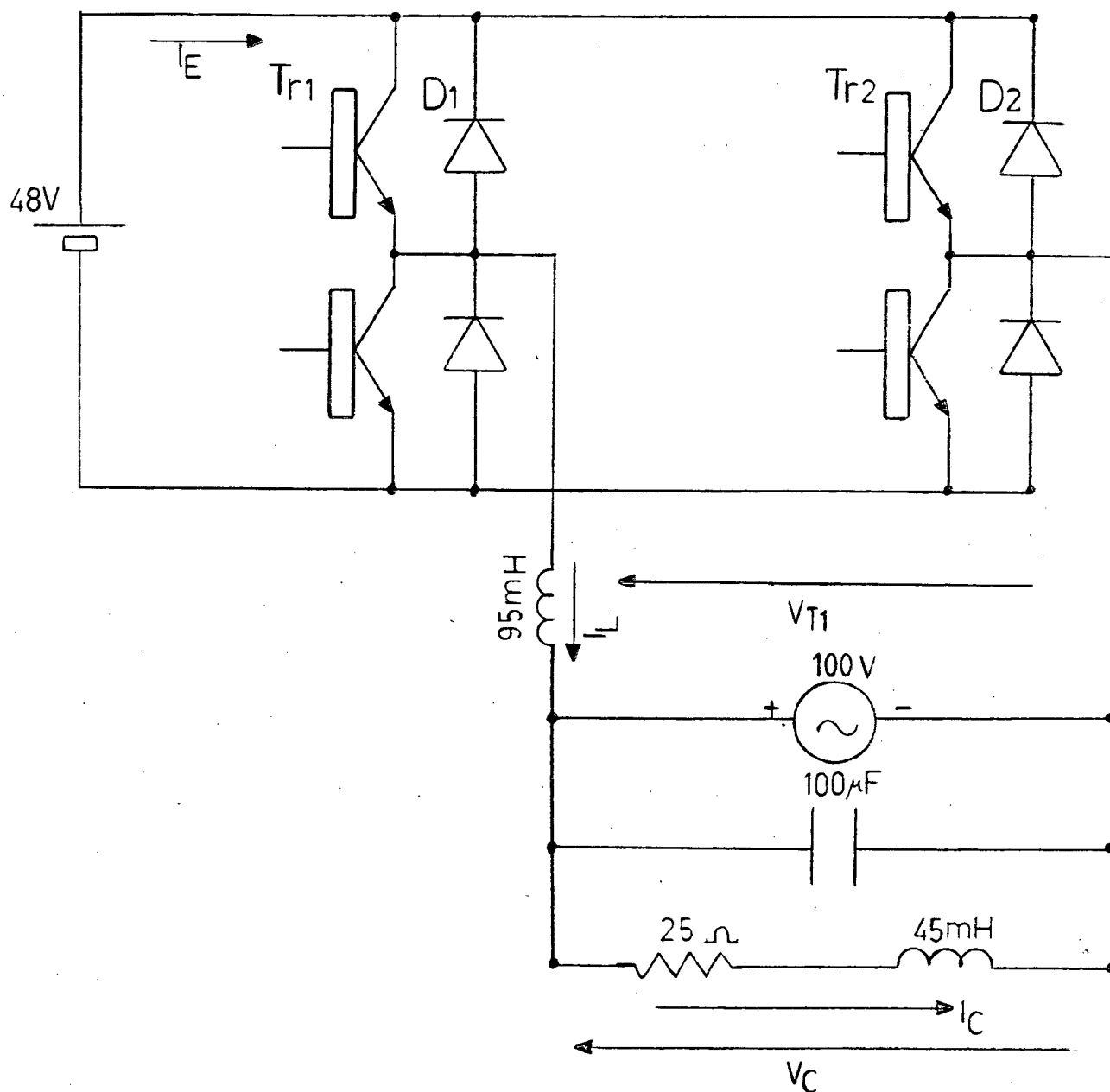


FIGURA 3.6 - Configuração Simulada.

3.2.2.1 - Valores Iniciais Indutância de Filtragem

Para dar início às simulações foi necessário estimar alguns valores iniciais da corrente $i_L(\omega t)$.

Com as expressões deduzidas anteriormente, tem-se para $\omega t = 0$

$$i_L(0) = \frac{-V_m}{\omega \cdot L} + \frac{E}{\omega \cdot L} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \quad (3.1)$$

$$p/ \quad 0 \leq \alpha \leq \pi$$

$$i_L(0) = \frac{-V_m}{\omega L} + \frac{E}{\omega L} \cdot \left(\frac{3\pi}{2} - \alpha \right) \quad (3.2)$$

$$p/ \quad \pi \leq \alpha \leq 2\pi$$

Para cada valor do ângulo de deslocamento α , tem-se um valor inicial para a corrente $i_L(\omega t)$.

3.2.2.2. Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento

$$\underline{\alpha = 0^\circ}$$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.6.

Os resultados obtidos estão representados nas Figuras 3.7

a e b.

O valor inicial da corrente $i_L(\omega t)$ para o ângulo de deslocamento $\alpha=0^\circ$ é:

$$i_L(0) = \frac{-141 + 48(\pi/2 - 0)}{377 \cdot 0,095}$$

$$i_L(0) = -1,83 \text{ A}$$

Como pode-se verificar na Figura 3.7 b as formas de onda das correntes i_E e i_L são muito semelhantes as obtidas analiticamente.

Nesta situação a corrente média que circula na bateria é nula, não ocorrendo transferência de potência média. A única potência em jogo é a reativa.

3.2.2.3 - Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento $\alpha=90^\circ$

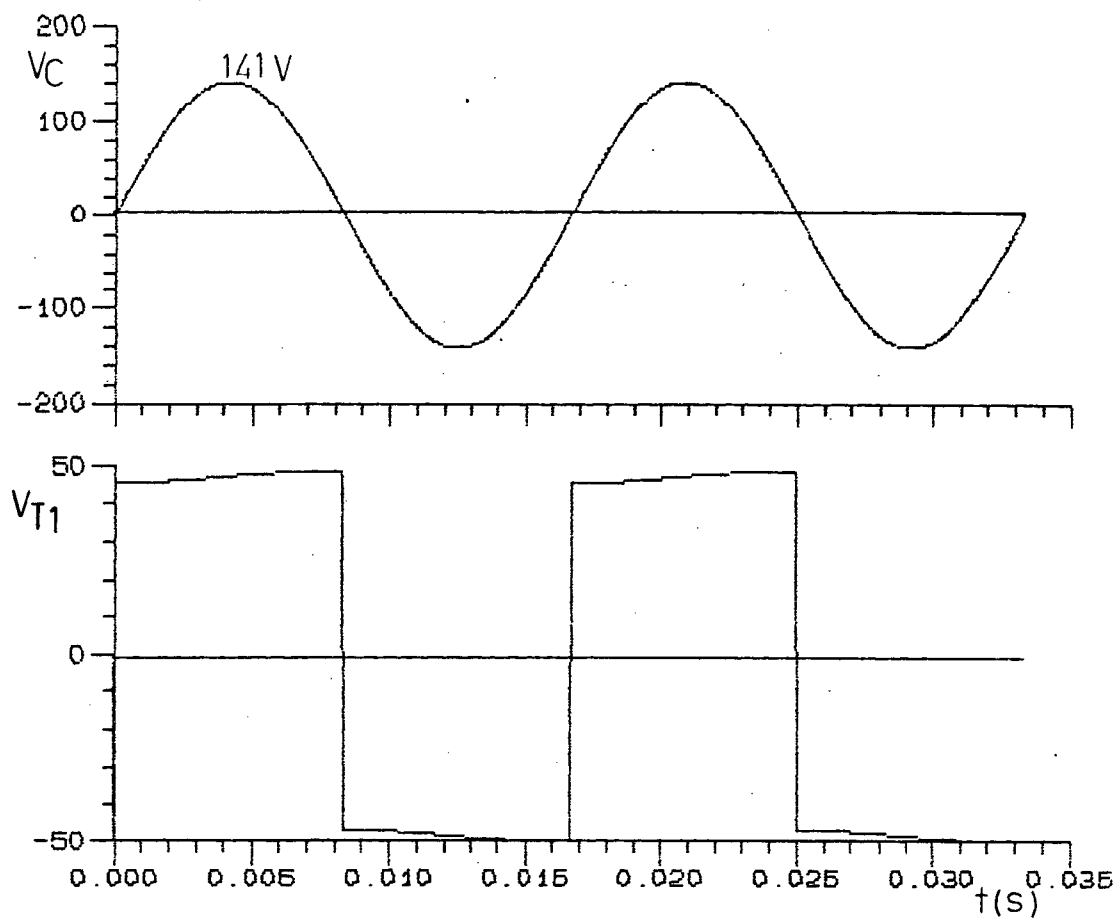
A configuração utilizada está representada na Figura 3.6.

Os resultados obtidos estão representados nas Figuras 3.8 a e b.

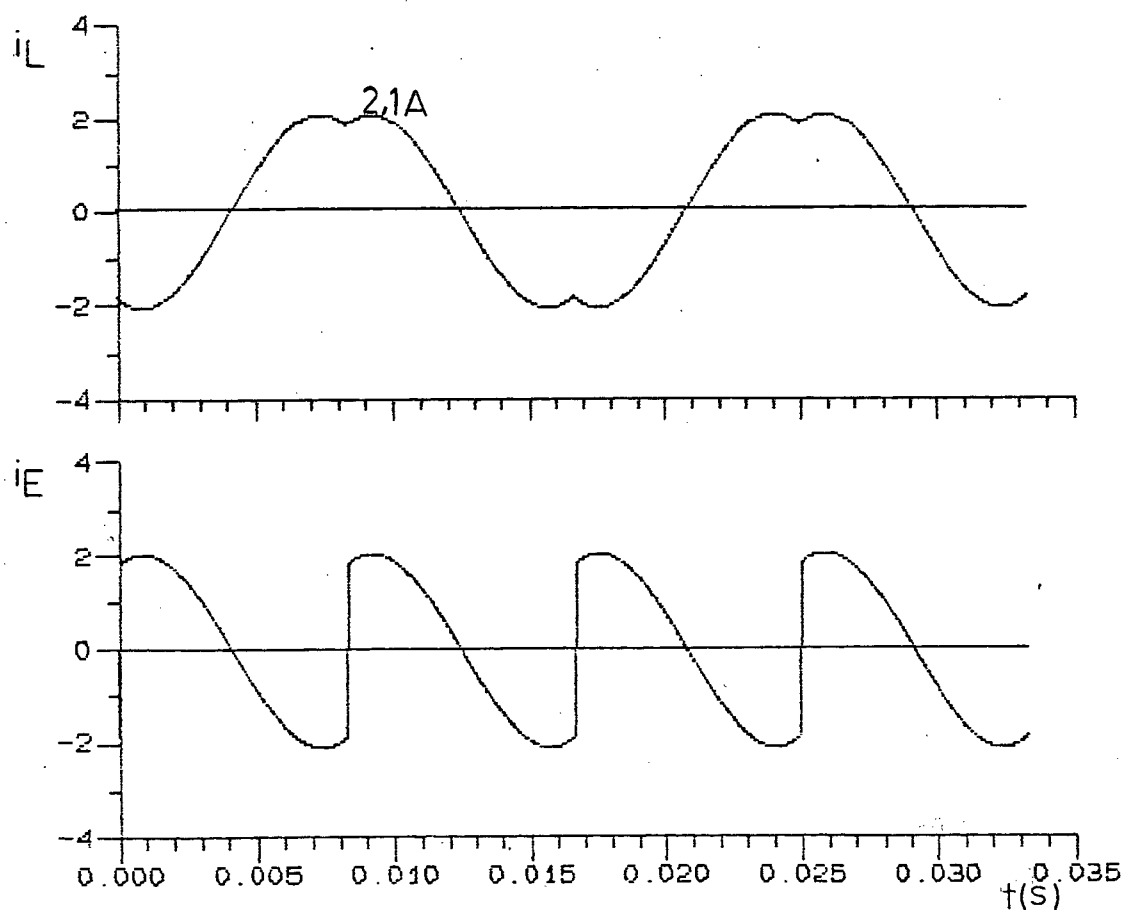
O valor inicial da corrente $i_L(\omega t)$ para o ângulo de deslocamento $\alpha=90^\circ$ é:

$$i_L(0) = \frac{-141 + 48(\pi/2 - \pi/2)}{377 \cdot 0,095}$$

$$i_L(0) = -3,94 \text{ A}$$

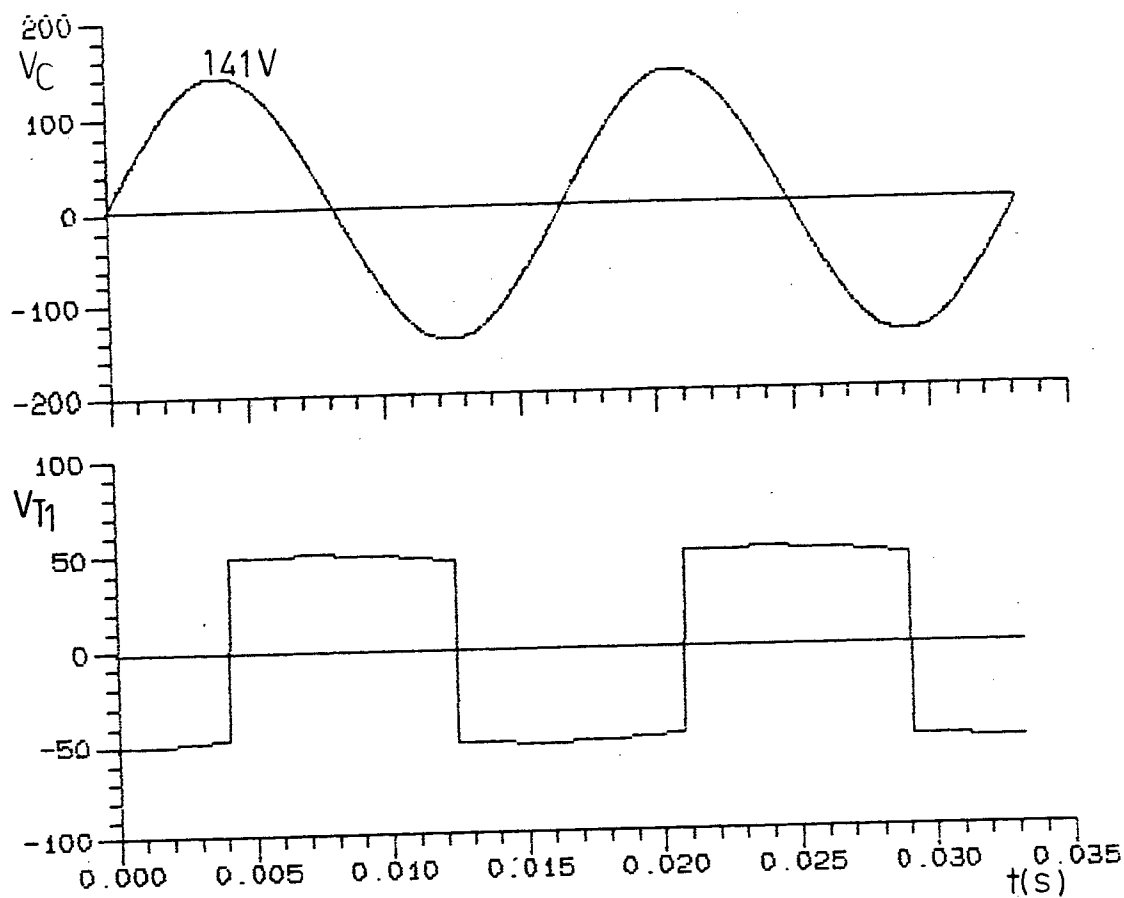


(a)

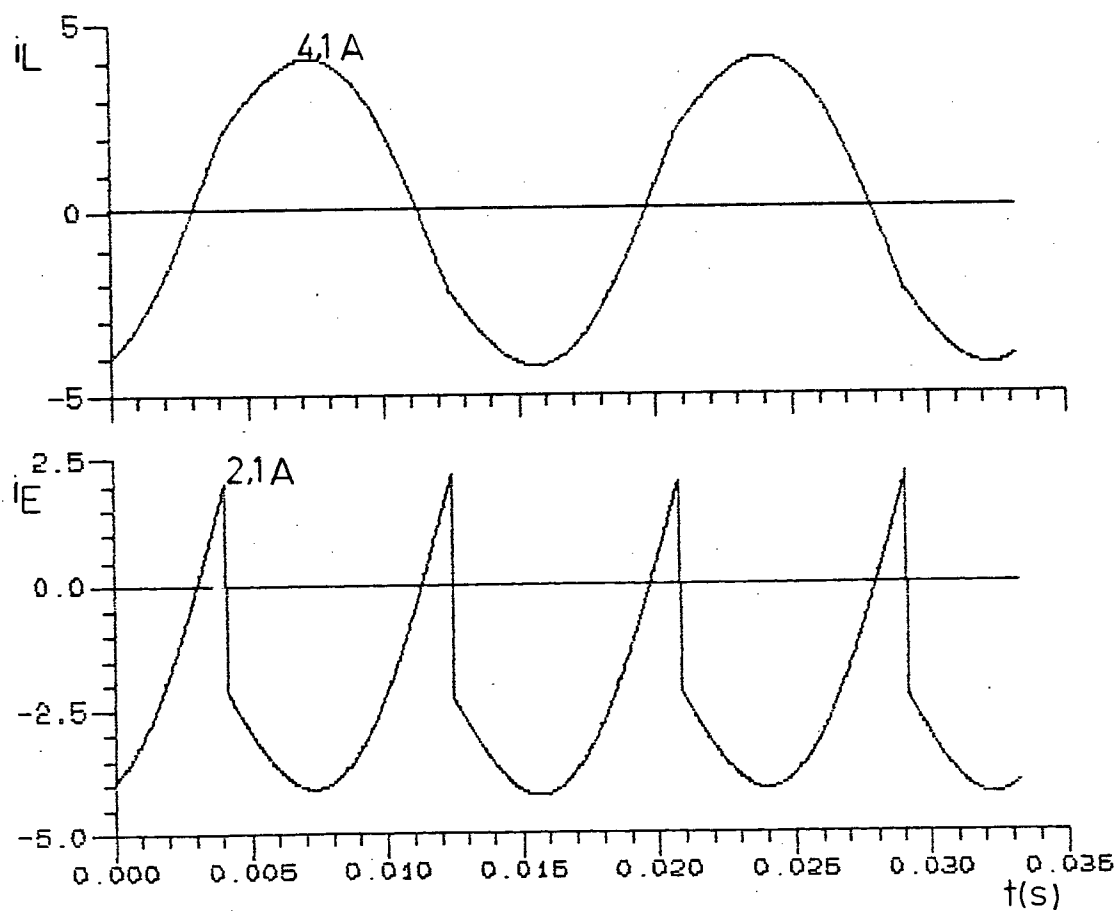


(b)

FIGURA 3.7 - (a), (b). - Resultados Obtidos.



(a)



(b)

FIGURA 3.8 - (a), (b) - Resultados Obtidos.

Novamente as formas de onda da simulação são muito semelhantes as obtidas analiticamente.

Nesta situação, a corrente média que circula na bateria é máxima.

A estrutura funciona como retificadora, operando com o fluxo de potência máximo.

3.2.2.4 - Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento

$$\alpha = 180^\circ$$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.6.

Os resultados obtidos estão representados nas Figuras 3.9 a e b.

O valor inicial da corrente $i_L(\omega t)$ para o ângulo de deslocamento $\alpha = 180^\circ$ é

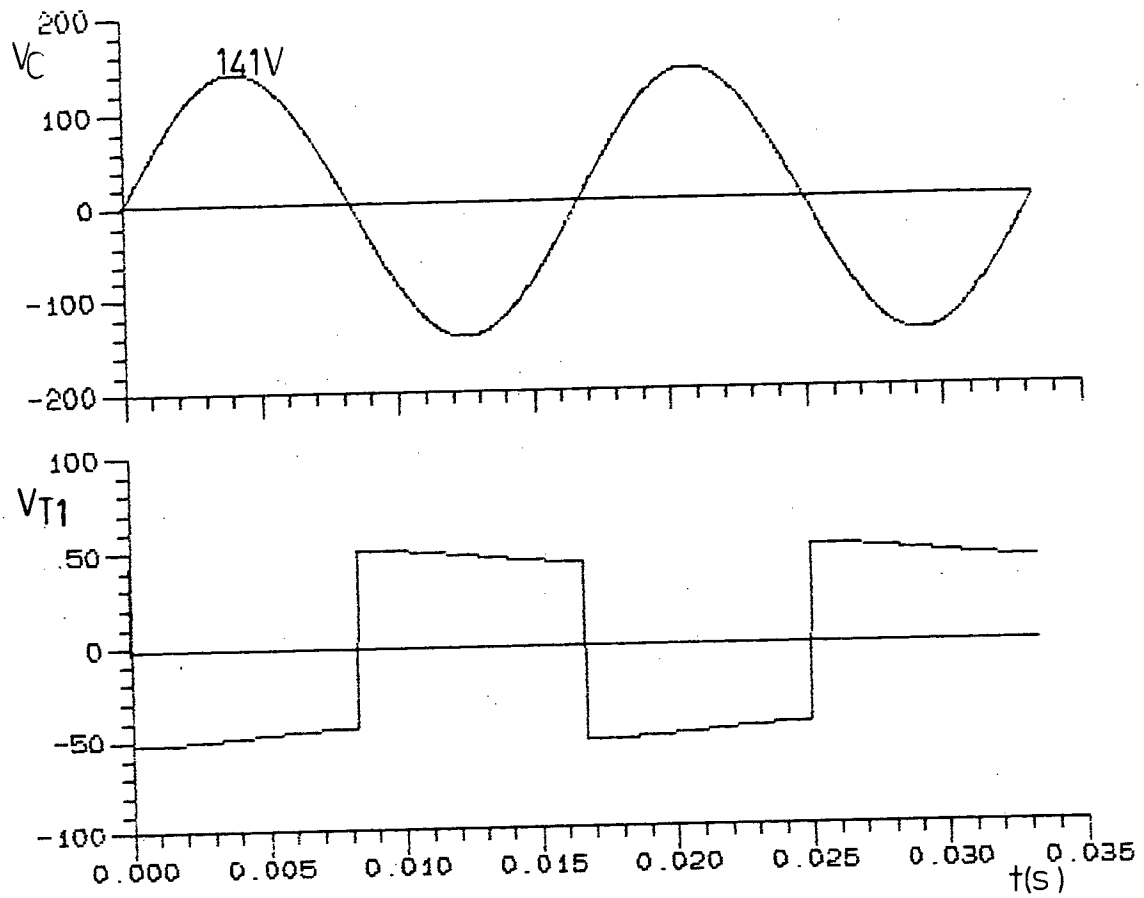
$$i_L(0) = \frac{-141 + 48(\pi/2 - \pi)}{377.0,095}$$

$$i_L(0) = -6,0 \text{ A}$$

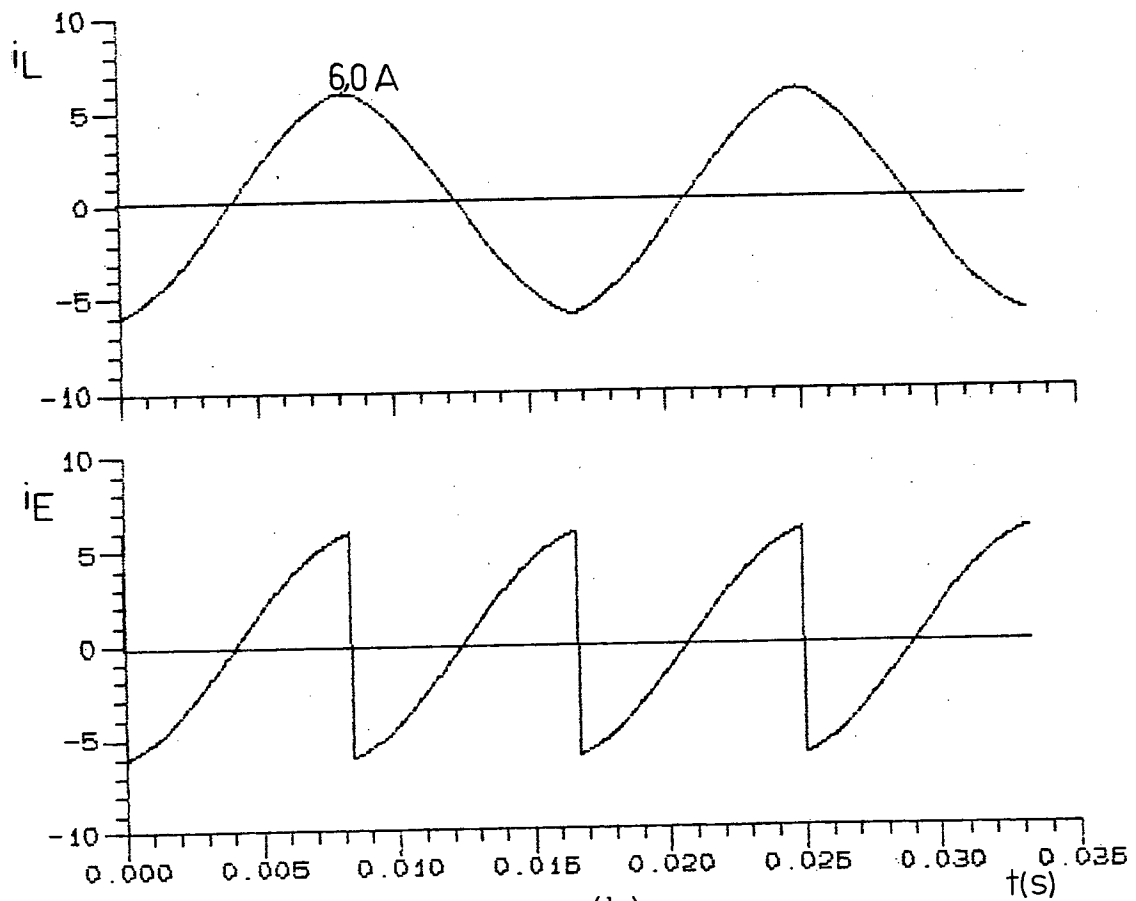
Como já se esperava, novamente a corrente média que circula na bateria é nula, conforme o estudo analítico mostrou.

Nesta situação a potência reativa é máxima, pois para este valor do ângulo α o valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ é máximo.

Em comparação com a situação em que o ângulo α é zero, nota-se que:



(a)



(b)

FIGURA 3.9 - (a), (b) - Resultados Obtidos.

- Ambos os casos a potência média é nula
- Os níveis de corrente para $\alpha=0^\circ$ são baixos em relação aos níveis para $\alpha=180^\circ$

3.2.2.5 - Simulação da Estrutura para um Ângulo de Deslocamento $\alpha=270^\circ$

A configuração utilizada está representada na Figura 3.6.

Os resultados obtidos estão representados nas Figuras 3.10 a e b.

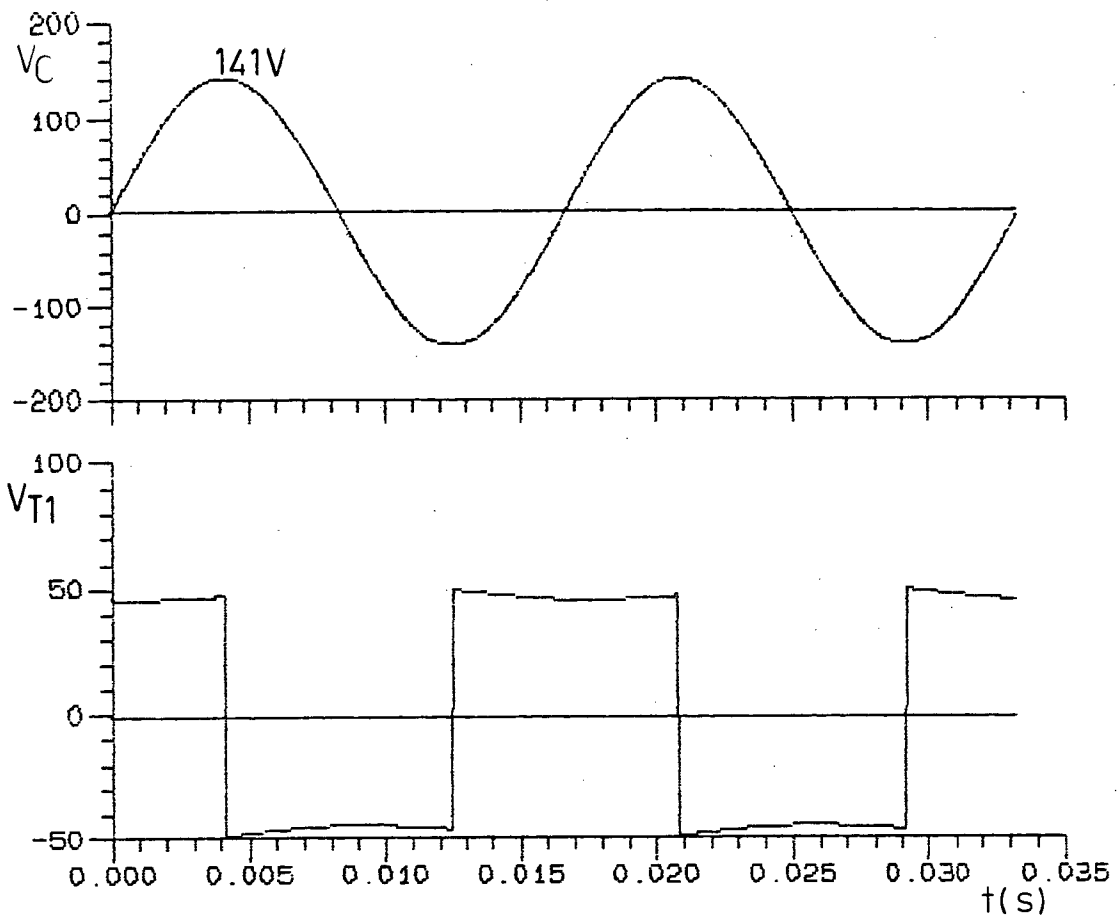
O valor inicial da corrente $i_L(\omega t)$ para o ângulo de deslocamento $\alpha=270^\circ$ é

$$i_L(0) = \frac{-141 + 48 \cdot \left(\frac{3\pi}{2} - \frac{3\pi}{2} \right)}{377.0,095}$$

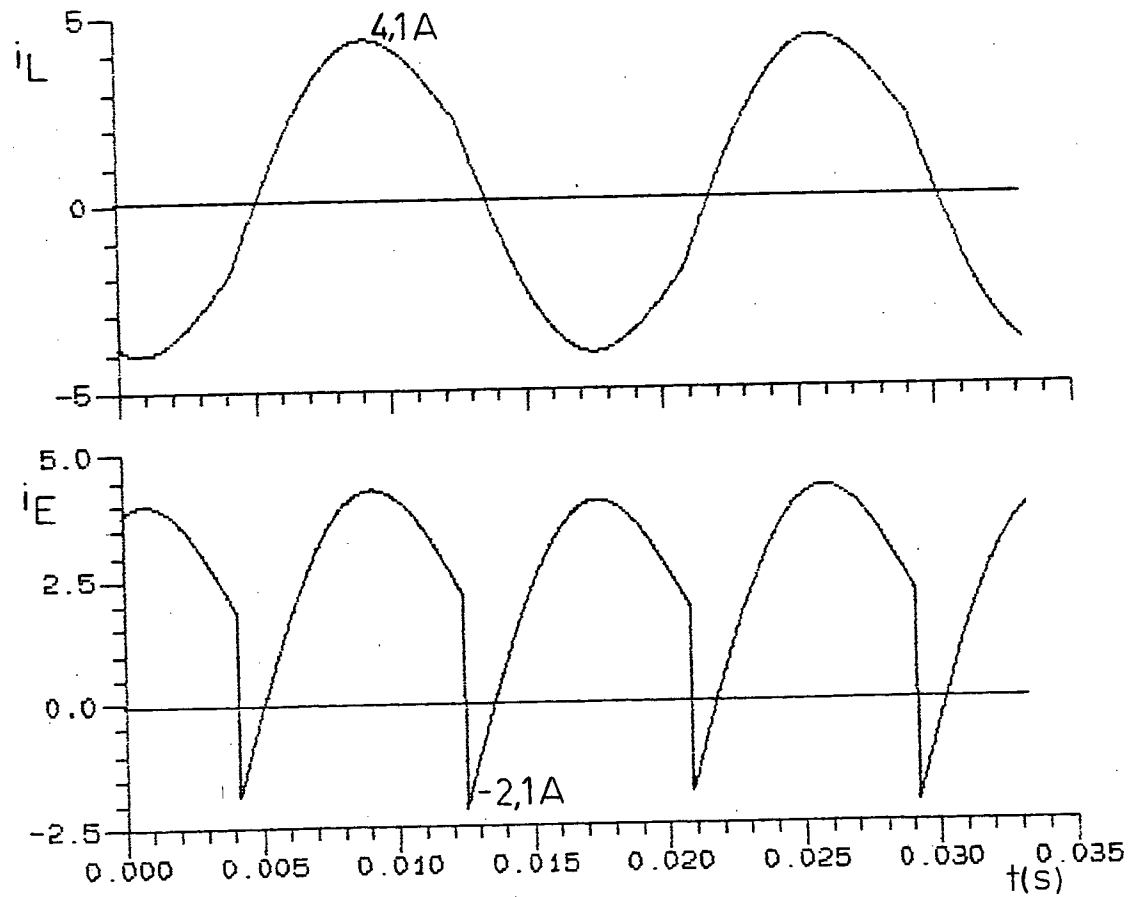
$$i_L(0) = -3,94 \text{ A}$$

A corrente média que circula na bateria, inverte de sentido e passa por um máximo nesta situação.

A estrutura funciona como inversor, operando com o fluxo de potência média máximo.



(a)



(b)

FIGURA 3.10 - (a), (b) - Resultados Obtidos.

3.3 - Conclusões

Neste capítulo simulou-se a estrutura proposta com modulação 180° .

O principal objetivo da simulação foi a comprovação do estudo teórico, realizado no Capítulo II, e a viabilidade da estrutura proposta com modulação 180° . O objetivo foi alcançado.

Na primeira parte da simulação (item 3.2.1), a finalidade foi comprovar a idéia de fonte de corrente co-senoidal. A finalidade foi alcançada.

As formas de onda do item 3.2.2, coincidem com as formas de onda previstas no estudo teórico, desta forma consolidã-se esta teoria.

Simulação mostra que a estrutura proposta é viável, assim achou-se que os conhecimentos adquiridos no trabalho sobre a estrutura seriam suficientes para a implementação de um protótipo usando a configuração apresentada na Figura 3.6.

C A P Í T U L O 4

IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO

À TRANSISTORES COM MODULAÇÃO 180°

4.1) Introdução

Nos capítulos anteriores desenvolveu-se o estudo analítico da estrutura e a comprovação deste estudo através da simulação. Neste capítulo são descritos os circuitos de comando de base dos transistores de potência, da chave estática, e circuitos de potência utilizados na implementação do inversor. Será ainda abordado o aspecto prático da montagem e cálculo de alguns elementos necessários ao protótipo.

4.2) Comando do Inversor

4.2.1) Circuito Lógico de Comando

Na estrutura inversora em estudo o fluxo de potência é controlado pelo ângulo de deslocamento α , sendo a corrente média na bateria definida por:

$$I_{md} = \frac{-2 \cdot V_m}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (4.1)$$

onde:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_0$$

$$V_0 = \text{tensão eficaz do sistema C.A.}$$

$$L = \text{indutância de filtragem}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$f = \text{frequência do sistema C.A.}$$

Como as baterias não são reversíveis em tensão, o fluxo de potência fica sendo controlado pela reversibilidade da corrente média na bateria. A corrente média é controlada pelo ângulo de deslocamento α , bem como todos os parâmetros envolvidos.

Desta forma, um comando eficaz e seguro se faz necessário.

O objetivo do comando é de simples entendimento:

- carregar as baterias até sua carga nominal
- colocação em fase com a rede depois que a bateria estiver carregada
- sincronismo.

Pelo que já foi exposto nota-se a necessidade da geração de um sinal, que embora defasado deve ter a largura de pulso de 180° e em sincronismo com a rede, e mesmo na ausência da rede manter a frequência de operação.

A partir do CI TCA 780, obtemos um sinal com as características desejadas, como veremos a seguir.

A Figura 4.1 mostra o diagrama de ligações do CI TCA 780 e a figura 4.2 as formas de onda nos pinos do CI.

O CI TCA 780 gera o sinal que após tratado convenientemente irá comandar os transistores de potência. A largura deste sinal é determinado pelos pinos 12 e 13. Estando aterrados, a largura do pulso é de 180° . A frequência deste sinal é determinada pela tensão de sincronismo (pino 5) que é responsável pelo sincronismo do sinal gerado com a rede. O momento de disparo é determinado pela comparação da tensão de controle (pino 11) com o dente de serra (pino 10) gerada pela excitação do capacitor C10 por uma fonte de corrente constante.

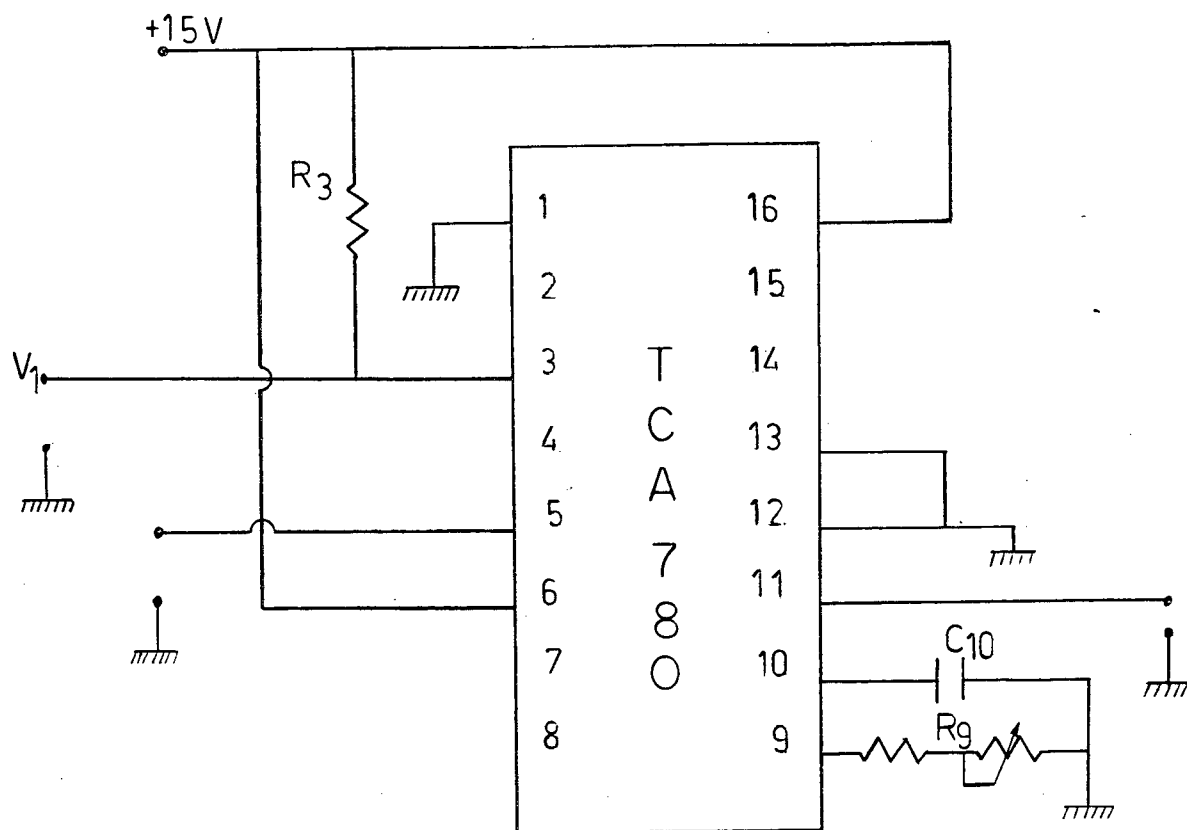


FIGURA 4.1 - Ligações do CI TCA 780.

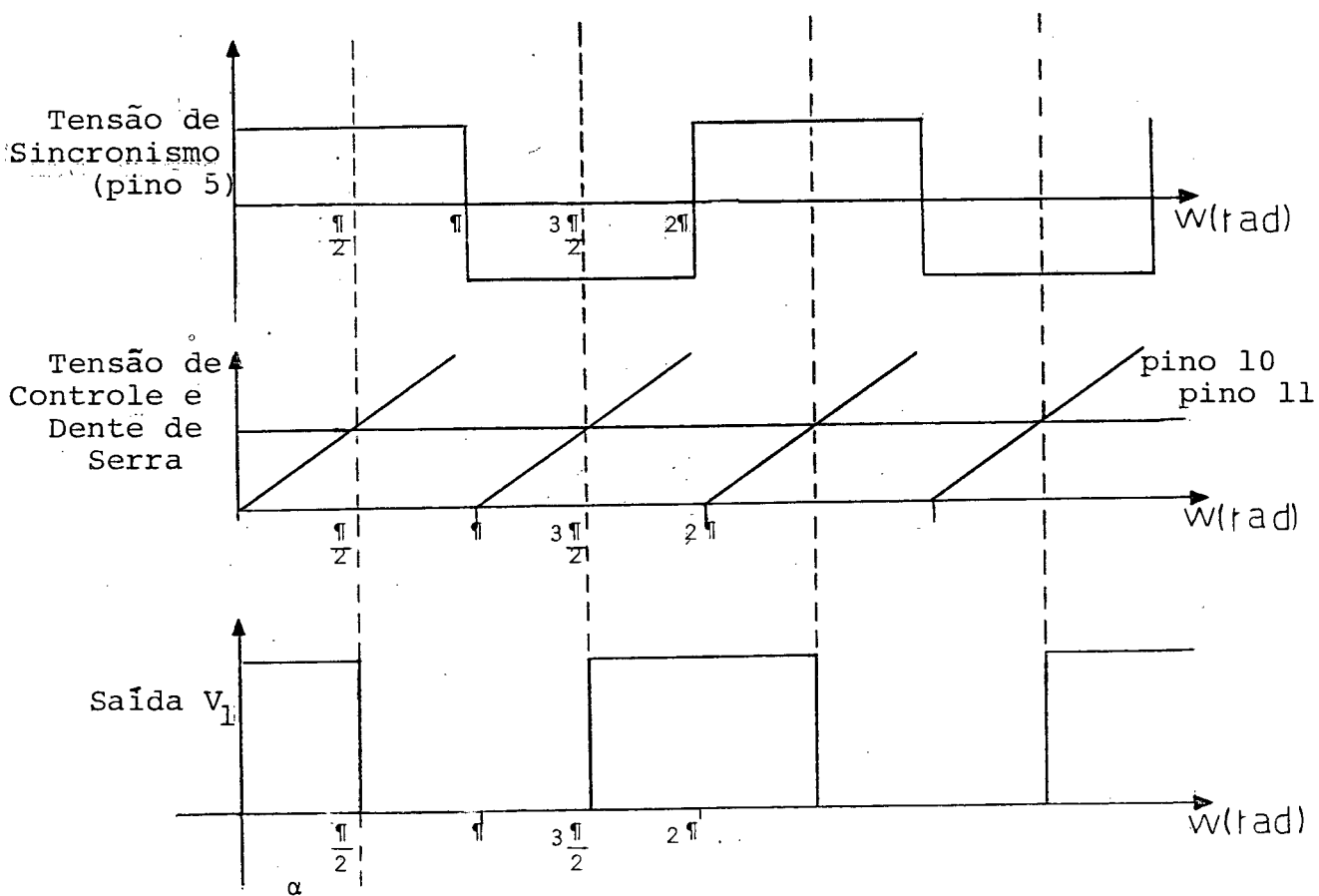


FIGURA 4.2 - Formas de Onda mais Importantes.

Na sua configuração e dentre as suas saídas o TCA 780 possui uma que satisfaz as características desejadas; é a saída V_1 (pino 3). Esta saída gera um sinal com uma largura de pulso sempre de 180° (com pino 12 e 13 aterrados), e com o seu início determinado pela comparação das tensões (pino 10 e 11) no semiciclo negativo da tensão de sincronismo. Esta é uma saída em "coletor-aberto", havendo a necessidade da resistência R_3 , para polarizar o transistor de saída.

Desta forma o controle do ângulo de deslocamento α fica determinado pela tensão de controle (pino 11). Com o controle feito por tensão, facilita-se bastante a elaboração da malha de controle do inversor.

A corrente média que circula na bateria tem simetria em relação ao ângulo de deslocamento $\alpha = \pi/2$. Assim a estrutura funcionando entre $0 \leq \alpha \leq \pi/2$, abrange os valores mínimo ($I_{md}=0$) e máximo desta corrente. A corrente eficaz que circula no lado C.A., dentro deste intervalo, será de baixo valor, aliviando o comando de base bem como os transistores e diodos de potência. Nos capítulos anteriores mostrou-se o comportamento do valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ em função do ângulo de deslocamento α e verificou-se que a corrente atinge níveis maiores à medida que o ângulo α se aproxima de π e tem o seu máximo em $\alpha = \pi$, ou seja, trabalhando entre $[0, \pi/2]$ teremos níveis de corrente menores no lado C.A. e também no lado C.C., mantendo o nível de corrente média que for necessário para as baterias.

A Figura 4.3 mostra o comportamento idealizado do valor eficaz da corrente $i_L(\omega t)$ em função do ângulo de deslocamento α .

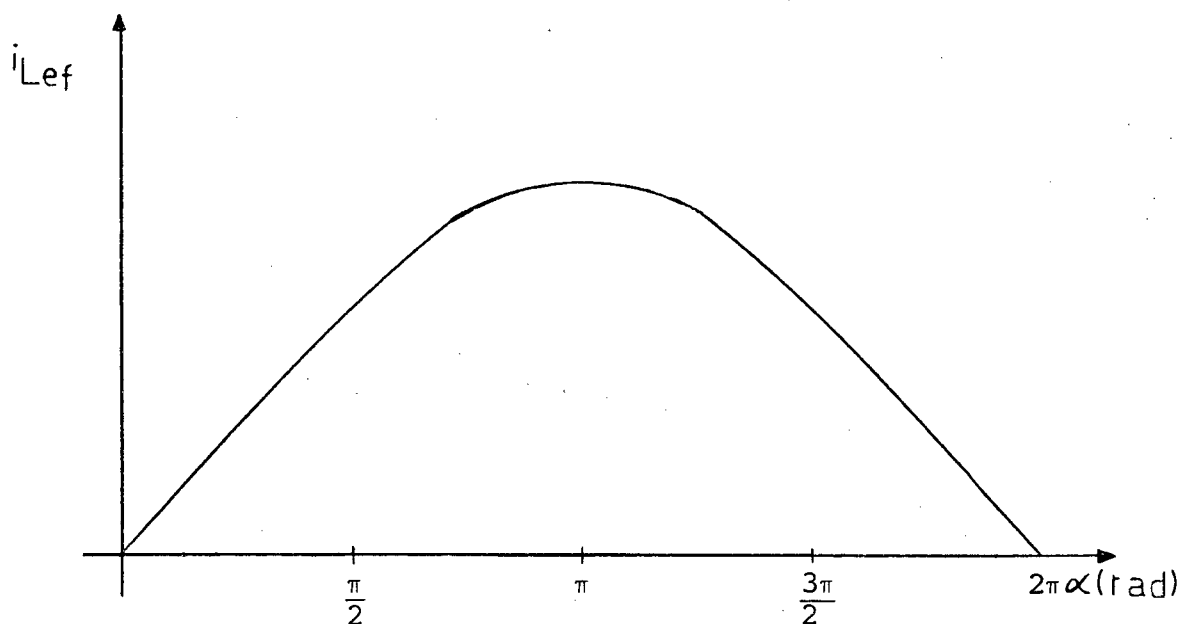


FIGURA 4.3 - Comportamento Idealizado do Valor Eficaz da Corrente $i_L(\omega t)$

Os sinais de comando dos transistores devem ser complementares (T_{r1} T_{r4} - T_{r2} T_{r3}) e com um pequeno intervalo de tempo Δt entre o bloqueio de um e o disparo de outro, este tempo é chamado de "tempo morto". Este tempo serve para evitar a condução simultânea dos dois pares de transistores protegendo o lado C.C. de curto circuito.

O tempo morto é necessário porque os transistores não são chaves ideais, ou seja, existe um certo tempo para ocorrer o bloqueio e para entrada em condução.

A Figura 4.4 mostra o circuito que faz o tratamento do sinal de saída V_1 .

Os sinais V_1 e V_2 são a entrada de dois monoestáveis, sensíveis à descida e que fornecem os pulsos V_3 e V_4 . A largura deste pulso é controlada pelos valores de R_x e C_x . Este pulso será muito estreito e corresponde ao tempo morto necessário aos transistores.

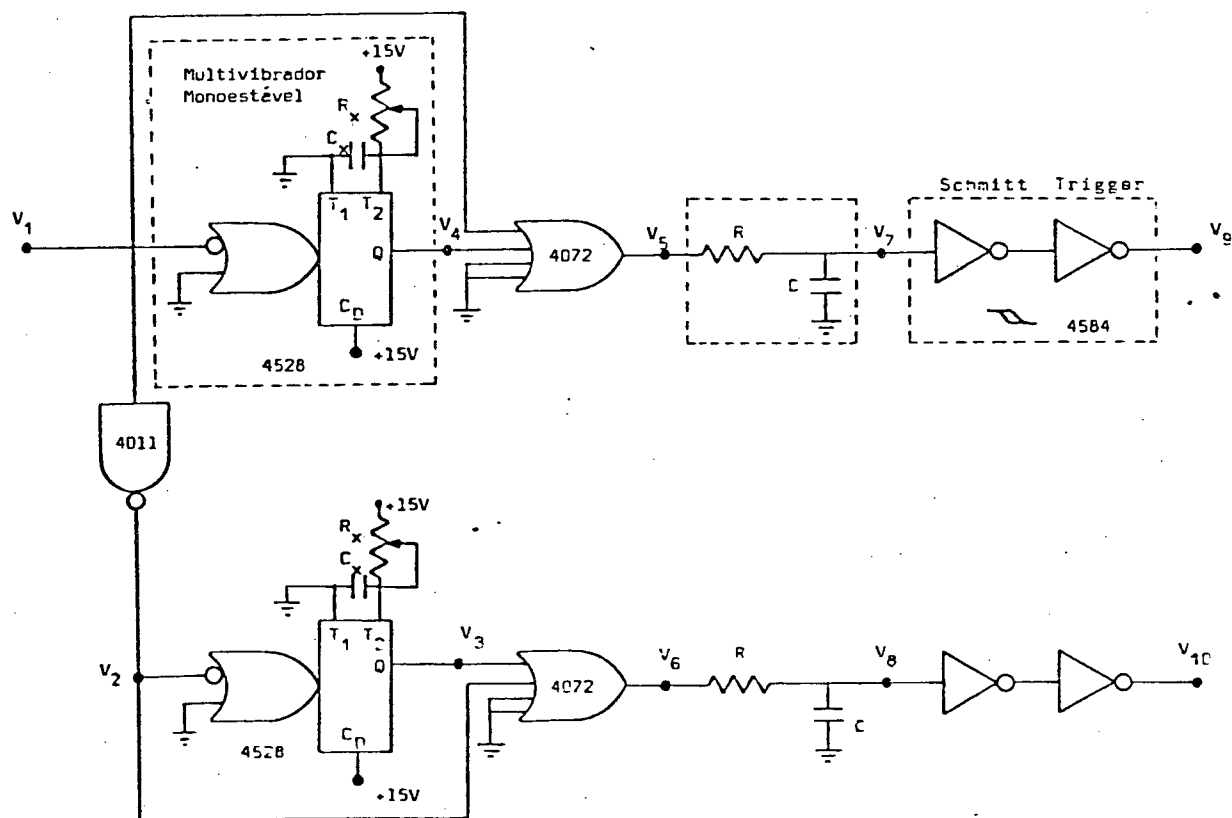


FIGURA 4.4 - Circuito que Gera os Sinais para o Comando de Base

A Figura 4.5 mostra como determinar a largura dos pulsos V_3 e V_4 em função de R_x e C_x .

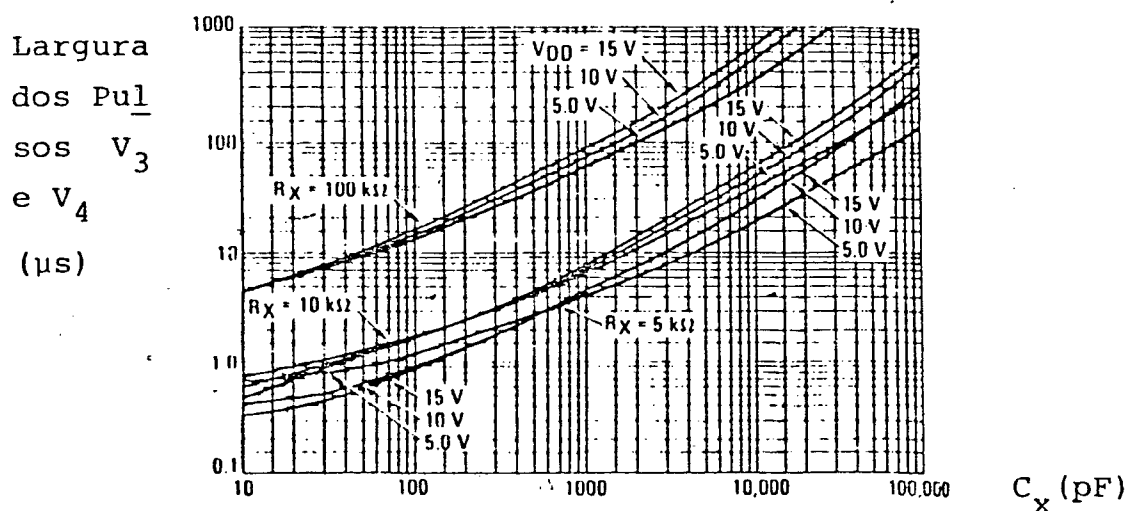


FIGURA 4.5 - Largura dos Pulsos V_3 e V_4 em Função de R_x e C_x .

Cada monoestável demora um certo tempo para responder a um sinal de entrada. Isto gera um tempo de atraso que se reflete nos sinais de V_5 e V_6 .

Os ruídos e outros sinais indesejáveis que podem aparecer nos sinais V_7 e V_8 , podem ser rejeitados com o uso do Schmitt Triggers. O Schmitt Triggers fará retangulação dos sinais V_7 e V_8 que passarão a ser V_9 e V_{10} .

Estes sinais serão a seguir derivados, amplificados em corrente e isolados galvânicamente.

4.2.2- Derivação, Amplificação e Isolamento

Os sinais provenientes do circuito lógico (V_9 e V_{10}) são derivados e amplificados em corrente.

Como na estrutura inversora os transistores não possuem emissores comuns, são necessárias fontes de alimentação independentes para cada comando de base. Com isto os sinais de comando também devem ser isolados entre si.

O isolamento é obtido através do emprego de transformadores de pulso como mostrado na Figura 4.6.

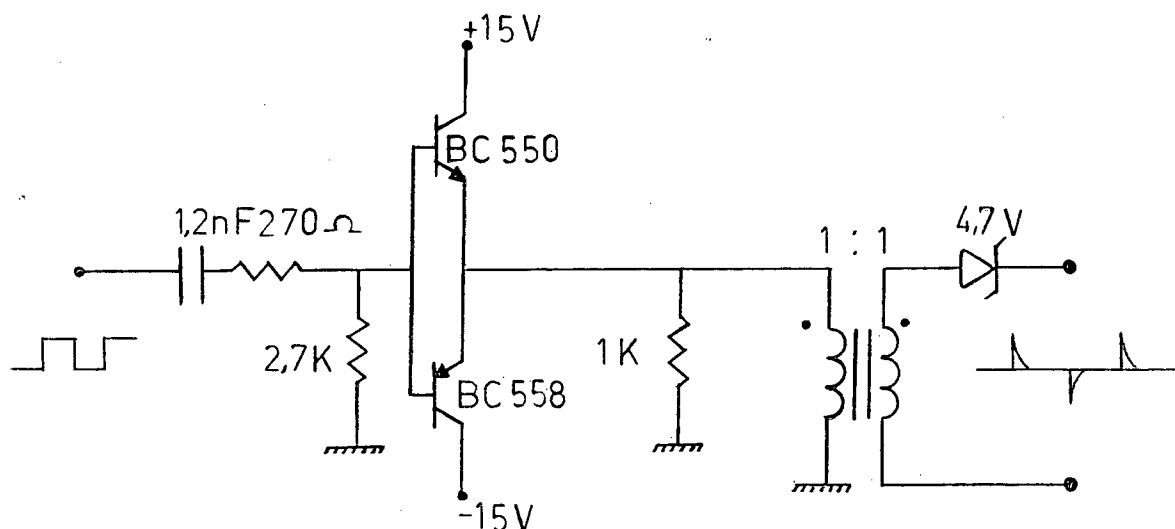


FIGURA 4.6 - Derivação, Amplificação e Isolamento.

4.2.3- Comando de Base de Transistores

O circuito de comando de base, é de fundamental importância numa estrutura conversora à transistores de potência.

Para que o desempenho do conversor não fique comprometido, o comando de base deve ser de boa qualidade.

Podemos resumir em quatro regras, o que vem a ser um bom comando de base:

- 1ª) Na saturação do transistor, apresentar uma subida na corrente de base tão rápida quanto possível (di_B/dt elevada). Em geral aplica-se um pico inicial de corrente na base do transistor, reduzindo o tempo de fechamento do transistor.
- 2ª) Durante a condução do transistor, adaptar a corrente de base à corrente de coletor. Assim mantém-se o transistor operando na região de quase saturação, evitando que atinja a região de super-saturação, onde se teria um tempo de estocagem muito grande.
- 3ª) No bloqueio do transistor, extrair uma corrente de base inversa limitando sua derivada em relação ao tempo. Isto acelera o tempo de bloqueio.
- 4ª) Durante o bloqueio do transistor, manter a polarização reversa da base em relação ao emissor. Isto protege o transistor contra disparos acidentais provocados por correntes parasitas e dv/dt , e propiciar ao transistor operar com tensão V_{CE} mais elevada.

Um comando de base que satisfaz estas regras foi utilizado e está representado na Figura 4.7.

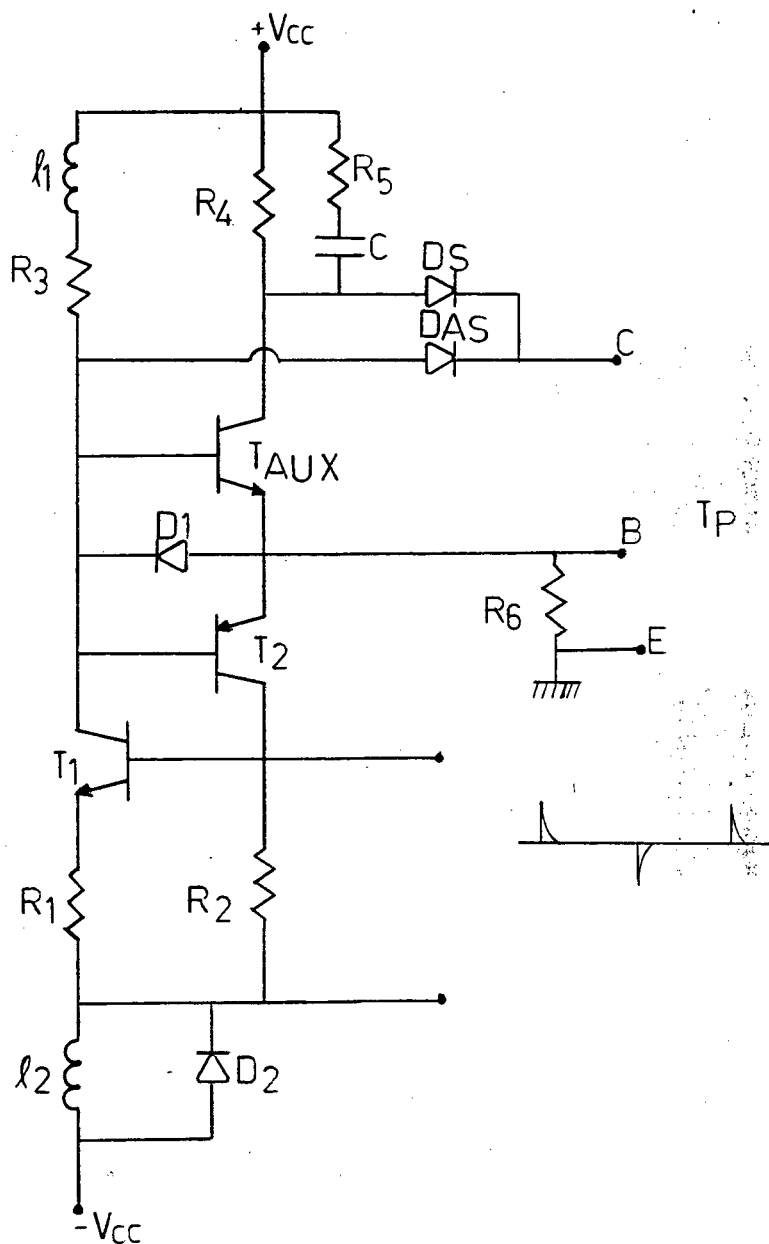


FIGURA 4.7 - Comando de Base dos Transistores.

Devido ao isolamento empregado o comando de base deve ser auto mantido, isto é, deve ser comandado por impulsos. Isto é obtido com o par de transistores T_1 e T_2 , que atuam como um GTO (Gate Turn-on, Turn-off).

Supondo-se que o transistor principal esteja sendo saturado através de T_{AUX} , um pulso positivo na base de T_1 faz com que ele entre em condução extraíndo corrente de base do transistor principal através de D_1 , T_1 , R_1 e L_2 . Com T_1 conduzindo também é retirada corrente de base de T_2 , que entra em condução, mantendo corrente de base para T_1 . Desta forma o par de transistores T_1 e T_2 se mantém em condução e o transistor T_{AUX} é obrigado a se bloquear.

A indutância L_2 limita a derivada da corrente de base extraída do transistor principal.

A entrada em condução do transistor principal é obtida aplicando-se um pulso negativo na base de T_1 . Ao se bloquear, o transistor T_1 provoca o bloqueio de T_2 e do diodo D_1 . Com isto o transistor T_{AUX} é polarizado diretamente injetando corrente na base do transistor principal.

O resistor R_5 e o capacitor C fornecem um pulso inicial de corrente na base do transistor principal para que sua entrada em condução seja rápida.

O diodo D_{AS} tem a função de evitar a super saturação do transistor principal, mantendo-o operando na região de quase-saturação.

O resistor R_6 tem a finalidade de aplicar uma tensão base-emissor negativa sobre o transistor principal durante o bloqueio.

4.2.4 - Circuito de Proteção

O circuito de proteção incorporado ao circuito de comando de base está representado na Figura 4.8.

Nas condições normais de funcionamento do comando de base e supondo que o transistor principal esteja saturado, T_3 conduz através de T_{AUX} e a tensão no cátodo de D_4 é igual a $+V_{CC}$. Assim D_4 está bloqueado e D_3 está conduzindo através do transistor principal, fazendo com que a tensão no pino 3 do CI LM 311 seja menor que $V_{ref} (\approx 2,5)$ o que leva a saída do CI LM 311 a um valor de $-V_{SAT}$ (tensão de saturação do CI LM 311).

O CI LM 311 é um comparador de tensão de precisão.

Se acontecer um curto-circuito na carga, a tensão coletor-emissor do transistor principal tende a subir. Quando a tensão coletor-emissor do transistor principal for maior que V_{ref} , a saída do CI LM 311, troca de estado e passa a ser $+V_{SAT}$. Nestas condições, um pulso positivo é enviado ao gate do SCR, fazendo com que ele conduza, extraindo a corrente de base do transistor principal através de D_6 , bloqueando-o. O LED acende indicando a condição de defeito. Por extensão T_{AUX} também bloqueia, bloqueando T_3 . D_4 conduz por R_9 e a saída do CI LM 311 é $-V_{SAT}$.

Eliminado o defeito, bloqueia-se o SCR através do fechamento do interruptor NA (normalmente aberto) que está em paralelo com ele.

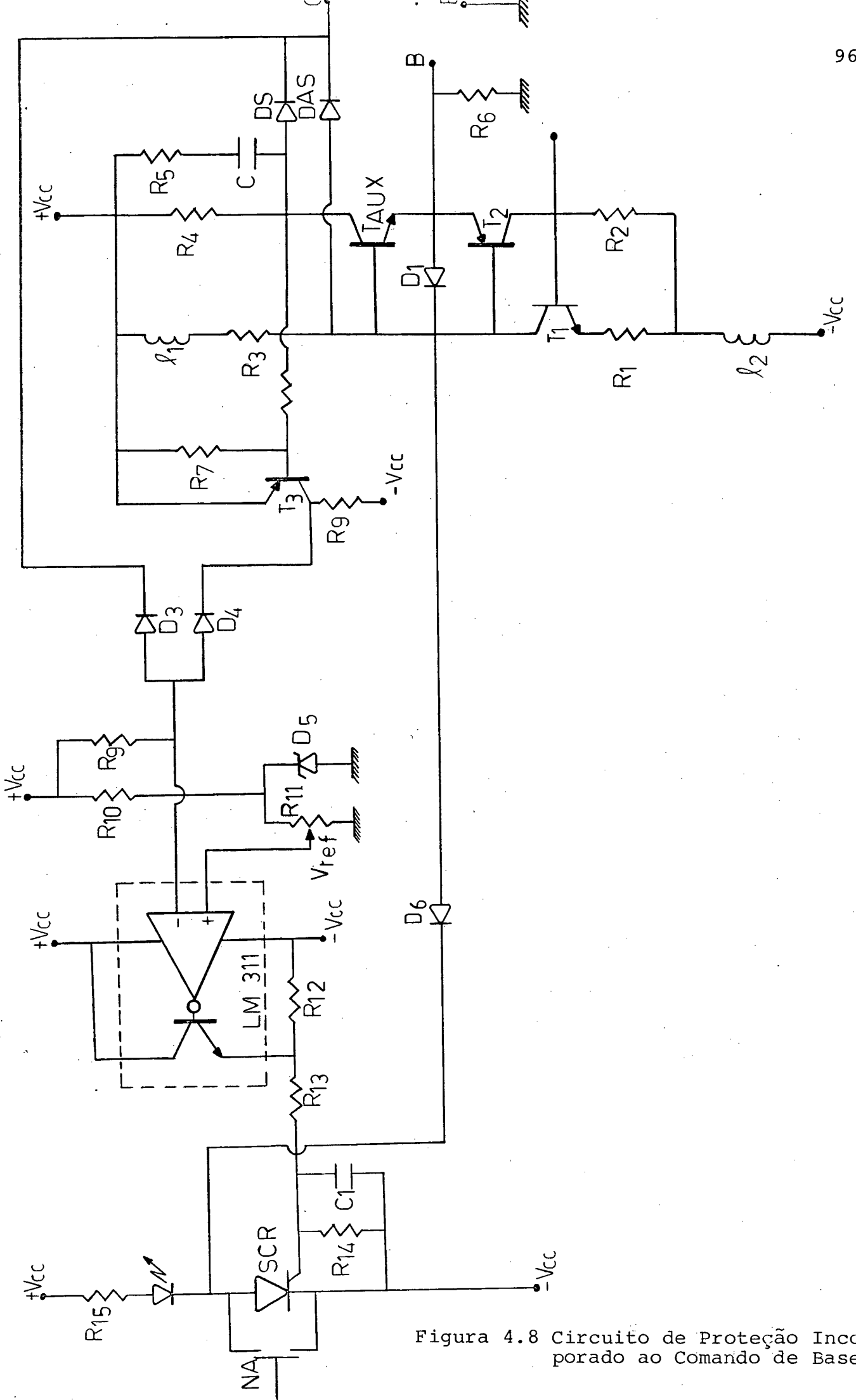


Figura 4.8 Circuito de Proteção Incorporado ao Comando de Base

4.3 - Circuito de Sincronização

O CI TCA 780 necessita de um sinal para o sincronismo (Pino 5). Este sinal deve ter o seguinte funcionamento:

- a) Na presença do sistema C.A., manter o sincronismo do inversor com o sistema.
- b) Na ausência do sistema C.A., manter a frequência de operação do inversor.
- c) Na volta do sistema C.A., colocar o inversor em fase e sincronismo com o sistema C.A..

Tudo isto foi conseguido através da técnica PLL (Phase-Locked Loop).

A Figura 4.9 mostra o circuito de sincronização implementado.

Extraiu-se o sinal V_1 do sistema C.A., através de um transformador abaixador. O sinal V_1 é comparado com zero por meio do CI LM 311, obtendo-se o sinal V_2 . Como o PLL (Phase-Locked Loop) é muito sensível a ruídos, o sinal V_2 passa pelo Schmitt Trigger. O sinal V_3 está defasado de π em relação ao sinal V_2 , porque o TCA 780 gera o sinal de comando no semiciclo negativo da tensão de sincronismo, desta forma este sinal fica em fase com o sistema C.A..

A tensão V_3 com frequência de saída f_i é comparada à frequência de saída do astável V_{C0} , f_0 .

Se a frequência de entrada difere da frequência do V_{C0} , o comparador de fase coloca na saída a tensão de erro V_4 , que após filtrada é aplicada ao V_{C0} , e causa um deslocamento na sua frequência para f_i . Uma vez o V_{C0} em f_i , a tensão de erro V_4 é zero e o V_{C0} é "amarrado" na frequência de entrada.

Na ausência do sinal V_3 , a frequência de saída do astável V_{C0} , deve ser mais próxima possível da frequência f_i .

O resistor R_1 e o capacitor C_1 são selecionados para determinar a frequência central do V_{C0} . O resistor R_2 pode ser usado para determinar a f_{\min} com 0V na entrada do V_{C0} .

A figura 4.10 representa o comportamento do V_{C0} .

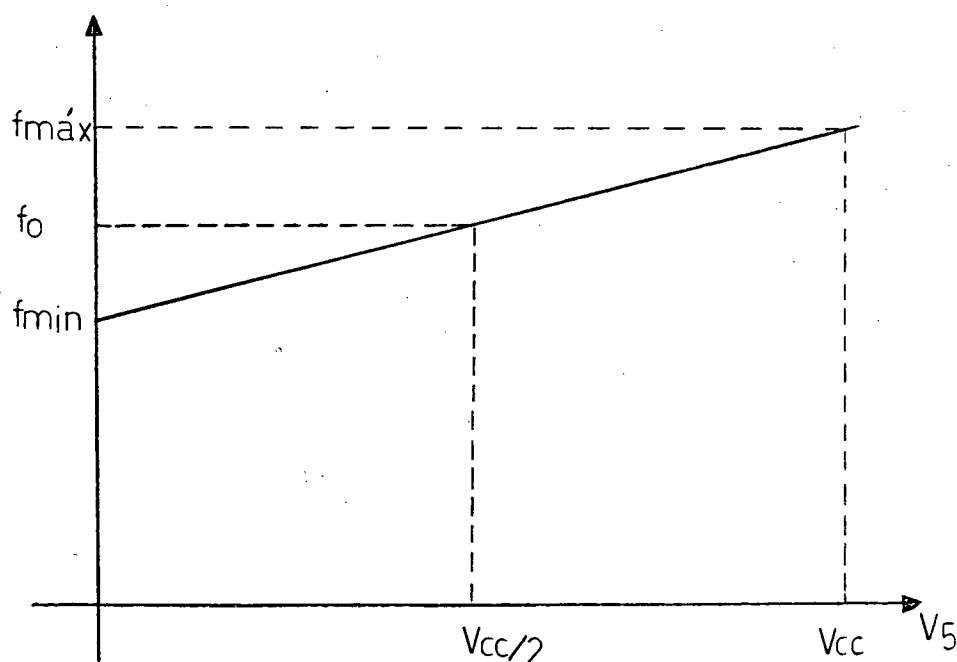


FIGURA 4.10 - Comportamento do V_{C0}

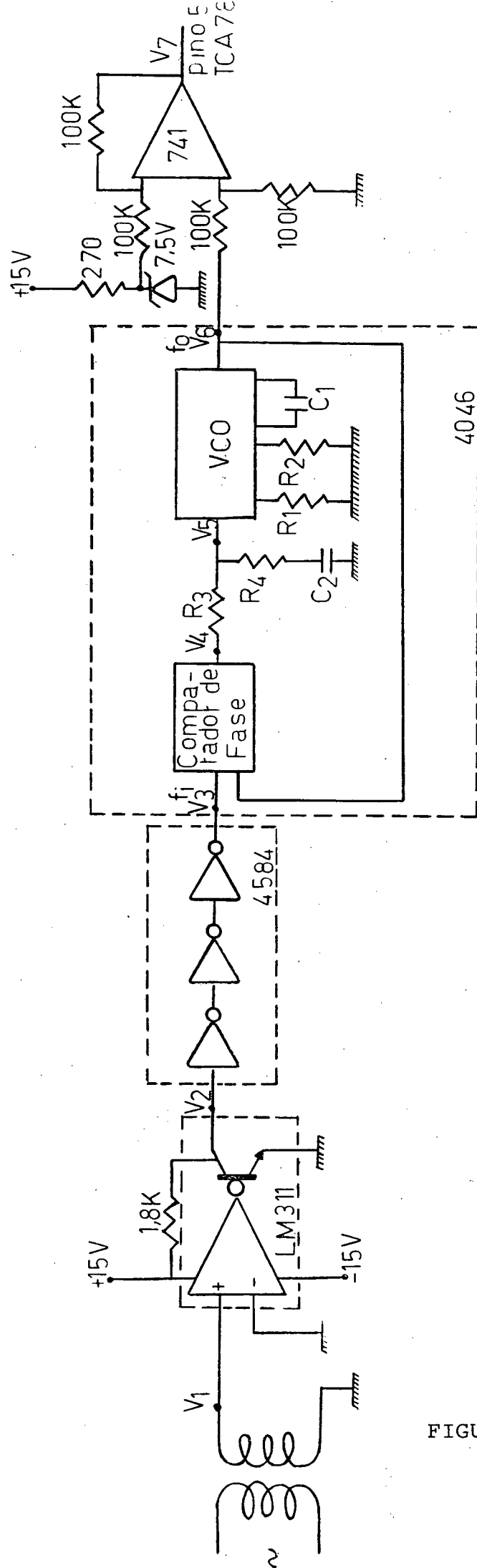


FIGURA 4.9 - Circuito de sincronização.

A tensão de sincronismo do TCA 780 deve ser alternada , pois no seu interior o sincronismo é obtido por um detector de passagem por zero. Como o sinal proveniente do PLL possui só os níveis 0V e $+V_{CC}$, houve a necessidade de passá-lo por um estágio subtrator, que fornece o sinal alternado.

4.4 - Circuito de Controle

Foi desenvolvido um circuito de controle do nível de tensão das baterias.

A Figura 4.11 representa este circuito, e seu funcionamento é descrito a seguir.

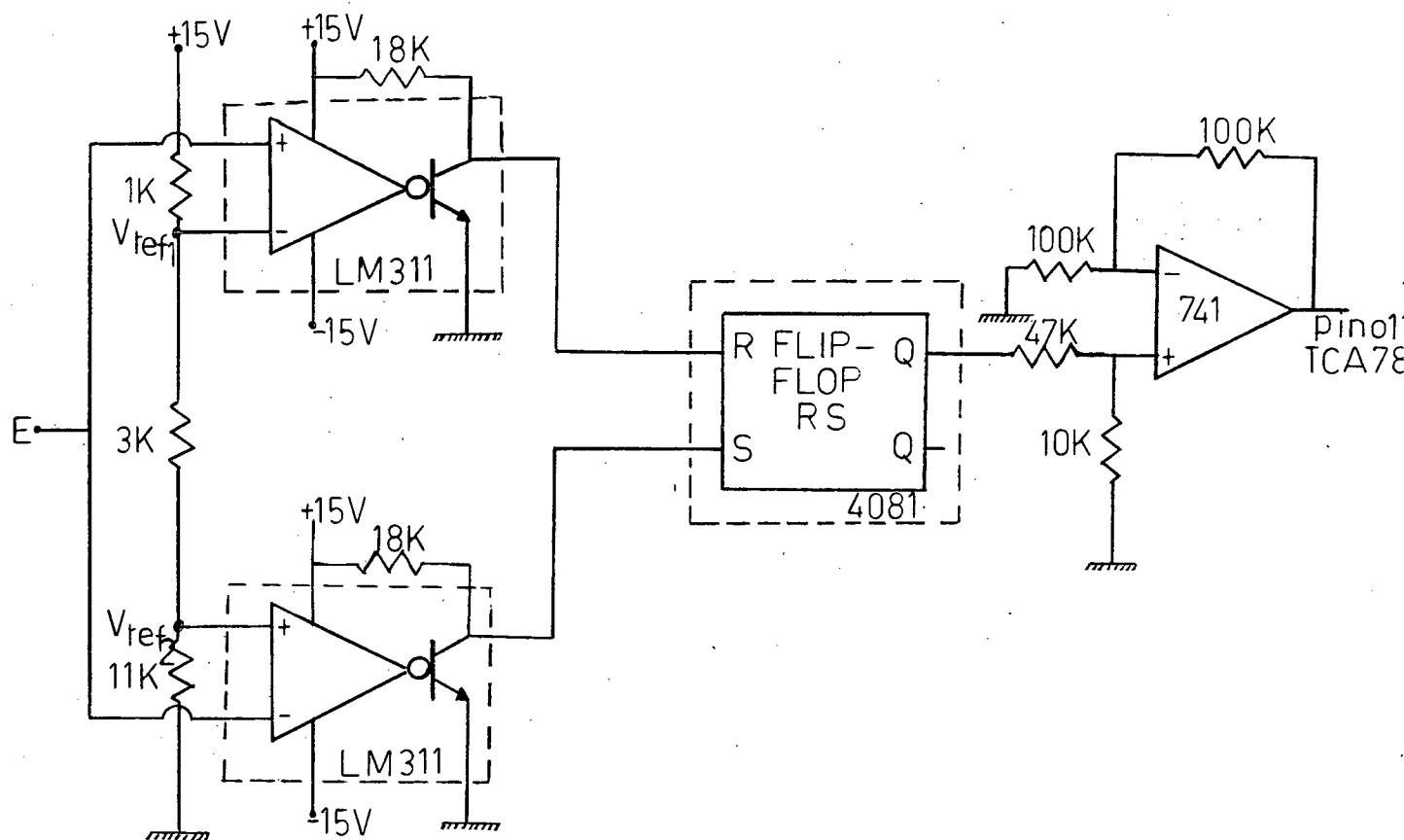


FIGURA 4.11 - Circuito de Controle.

Extrai-se o sinal de tensão de uma bateria. Este sinal é comparado com as tensões de referência V_{ref1} e V_{ref2} , onde:

V_{ref1} - é a tensão de referência do limite superior ($\approx 14V$)

V_{ref2} - é a tensão de referência do limite inferior ($\approx 11V$)

Supondo-se que o nível de tensão da bateria esteja em $E = 11V$, desta forma a saída do comparador superior está baixa e do inferior está alta, enviando o sinal para o FLIP-FLOP RS. O FLIP-FLOP RS passa a ter a saída alta que após ser tratada pelo CI 741, é aplicada a tensão de controle do TCA 780 (pino 11). Com esta tensão aplicada a estrutura passa a funcionar como retificador, carregando a bateria.

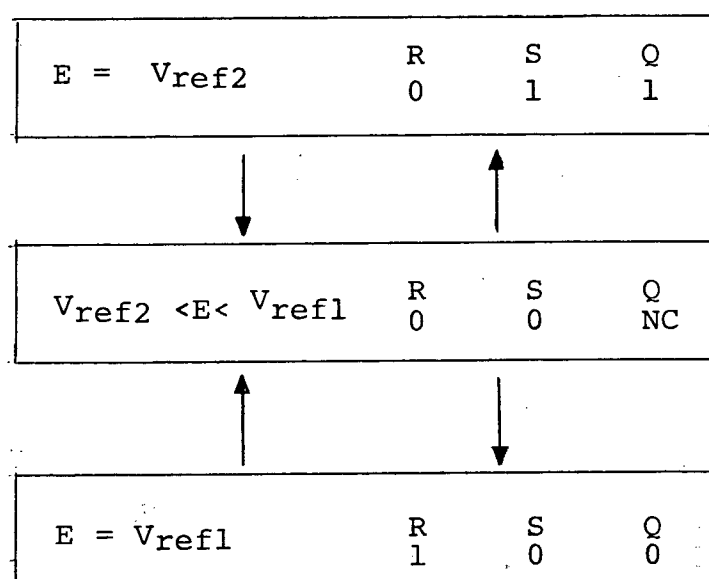
Pelas características do FLIP FLOP R S utilizado, enquanto a tensão da bateria não atingir o limite superior ele permanece nesse estado.

Quando a tensão da bateria atingir o limite superior, a saída do FLIP FLOP muda de estado passando a ser baixa fazendo com que a estrutura fique em fase com a rede, tendo o seu fluxo de potência média nulo.

A Figura 4.12 mostra o comportamento do circuito de controle.

R	S	Q	Comentários
0	0	NC	Permanece o último estado
0	1	1	Estrutura retificadora
1	0	0	Estrutura com $P_{md}=0$
1	1	-	Não pode ocorrer

(a)



(b)

FIGURA 4.12 - a) Operação do FLIP FLOP R S

b) Comportamento da Malha de Controle

Nota-se neste circuito a possibilidade de faltar o sistema C.A. quando a estrutura estiver funcionando como retificadora. Supondo-se que a bateria esteja em condições de funcionamento, mas ainda não tenha atingido a carga, ou seja o seu limite superior, a estrutura não pode entrar em operação, pois esta diferença de fase seria danosa para a carga.

A solução para este problema será apresentada a seguir.

4.5 - Circuito de Controle de Fase na Saída do Sistema C.A.

A finalidade deste circuito é a colocação da estrutura em fase com a tensão de sincronismo, no caso da saída do sistema C.A. nas condições descritas anteriormente.

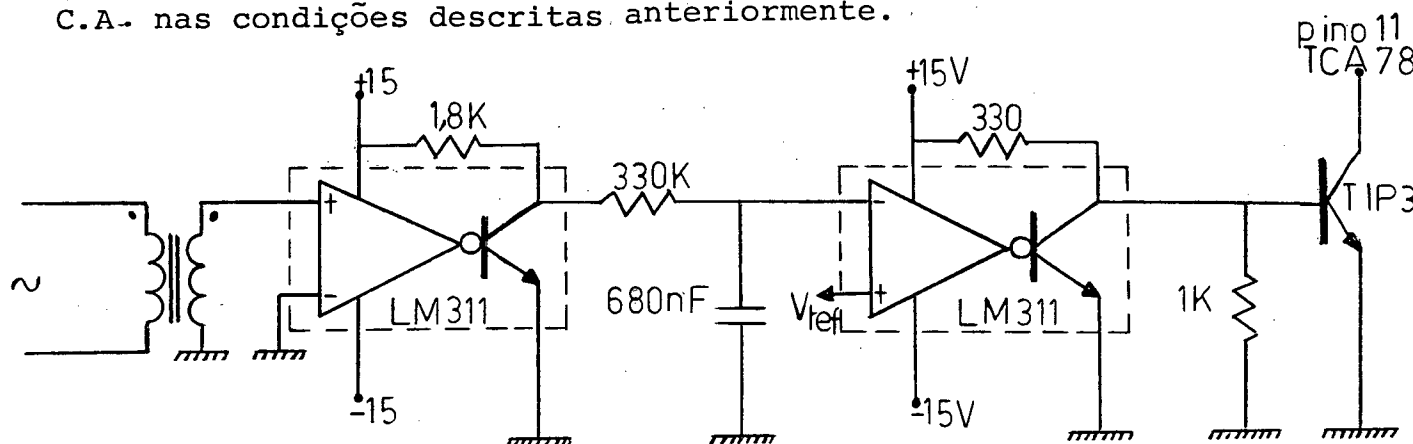


FIGURA 4.13 - Circuito de Controle de Fase na Saída do Sistema C.A..

Extraí-se um sinal do sistema C.A., através de um transformador abaixador, o qual passa pelo comparador de passagem por zero. O sinal proveniente desta comparação tem o seu valor médio tirado, através do filtro passa-baixa, formado pela resistência de 330 K Ω e pelo capacitor de 680nF. Este valor é comparado a uma tensão de referência ($\approx 5V$).

Enquanto o sistema C.A. estiver funcionando a tensão média sobre o capacitor é maior que a tensão de referência, desta forma o transistor TIP 31 está bloqueado. Quando ocorrer a saída do sistema C.A. a tensão média sobre o capacitor é menor que a tensão de referência, saturando o transistor TIP 31 levando a tensão de controle (pino 11) do TCA 780 a zero.

Com a tensão de controle do TCA 780 igualada a zero, o seu sinal de comando fica em fase com a tensão de sincronismo, garantindo a fase da estrutura na eventual saída do sistema C.A..

4.6 - Circuito de Potência

Com a finalidade de aumentar o ganho dos transistores e assim diminuir a corrente fornecida pelo comando de base, os transistores principais foram montados na configuração Darlington como representado na Figura 4.14.

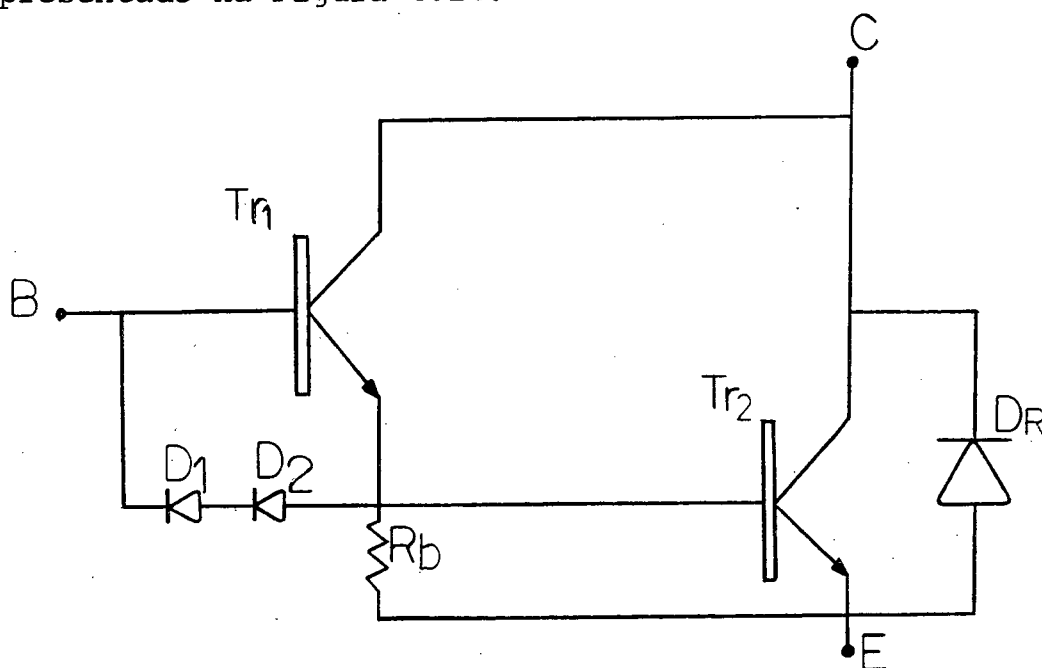


FIGURA 4.14 - Circuito de Potência do Inversor

Durante o bloqueio os transistores são polarizados reversamente:

- O transistor Tr_1 pela queda de tensão direta dos diodos D_1 e D_2 .

- O transistor Tr_2 pela queda de tensão sobre o resistor base emissor R_b .

O diodo D_R , que torna os transistores bidirecionais em corrente, é do tipo rápido.

4.7 - Chave Estática Assíncrona

Na estrutura proposta, existe a necessidade de desconectar-se o sistema C.A., no caso deste faltar, e na sua volta só conectá-lo depois que o circuito de sincronização colocá-lo em sincronismo e fase com a saída do inversor.

Torna-se claro então a necessidade de uma chave estática com estas características.

A Figura 4.15 representa o comando de gate da chave estática e seu funcionamento é descrito a seguir.

4.7.1 - Circuito Gerador de Pulsos

O CI-2 (555), funcionando como astável, gera um trem de pulsos necessários para o disparo do TRIAC. Este disparo ocorre em $t=0$, não havendo a necessidade do sincronismo dos pulsos com o sistema C.A..

Os diodos D_7 e D_6 garantem uma razão cíclica de 0,5 para os pulsos gerados.

A frequência dos pulsos é dada pela expressão (4.1).

$$f = \frac{0.721}{R.C} \quad (4.1)$$

Pelos valores adotados de:

$$R = 10K$$

$$C = 68nF$$

a frequência fica

$$f \approx 1KHz$$

4.7.2 - Circuito de Isolamento e Proteção

O isolamento entre o circuito de comando e o TRIAC é obtido com a utilização do transformador de pulsos.

Um pulso aplicado no primário, origina um pulso no secundário. Este secundário é ligado entre gate e MT1 do TRIAC através do circuito de proteção de gate. Quando o pulso deixa de existir, a corrente de magnetização irá circular pelo diodo D, resultando numa tensão inversa no secundário de valor correspondente a tensão do zener (15V).

A proteção do gate do TRIAC é facilitada pelo baixo nível de tensão e corrente.

Conforme pode-se ver na Figura 4.15 o diodo D_p não permite a aplicação de pulsos negativos sobre o gate. A resistência R_p é determinada pelas características de gate do TRIAC. Esta resistência associada a resistência própria do circuito definirá a reta de carga sobre o plano $V_g \times I_g$.

A introdução da resistência R_g em paralelo com a junção gate-MT1 provoca um aumento do limite de tensão de bloqueio direto do TRIAC. Isto porque através desta resistência circula no circuito de gate não polarizado uma corrente negativa, correspondente a uma diminuição de portadores minoritários.

4.7.3 - Circuito de Controle

A finalidade deste circuito é conectar ou desconectar a chave estática nas situações já mencionadas. O seu funcionamento é descrito à seguir.

Extraí-se um sinal do sistema C.A., que passa por um comparador de zero. O sinal resultante desta comparação tem o seu valor médio tirado, através do filtro passa-baixo composto pela resistência de $330K\Omega$ e pelo capacitor de $680nF$. Este valor médio é comparado com a tensão de referência $V_Z (\approx 5,0V)$. Enquanto o sistema C.A. estiver operando, este valor médio será maior que a tensão de referência V_Z . Desta forma a saída do comparador fica em V_{CC} , que aplicada no pino 2 do CI-1 (555), através do circuito diferenciador, mantém a saída do CI-1 em 0V. A saída do CI-1 é aplicada a base do transistor T_1 , estando em 0V, o transistor T_1 está bloqueado e no pino 4 do CI-2 fica aplicado a tensão +15V habilitando o CI-2 a gerar o trem de pulsos para o disparo do TRIAC.

O pino 4 do CI-555 é o seu "reset".

No caso da ausência do sistema C.A., o comparador C2 troca de estado e o circuito diferenciador aplica um pulso no pino 2 do CI-1. Desta forma a sua saída passa a injetar corrente na base do transistor T_1 , fazendo com que ele sature, aterrando o pino 4 do CI-2, assim ele deixa de gerar o trem de pulsos bloqueando o TRIAC. A duração que a saída do CI-1 permanece alta, é determinada pela constante de tempo.

$$\tau = (P_1 + 10K) * 220\mu F \quad (4.2)$$

onde: P_1 = potenciômetro que controla a duração do tempo.

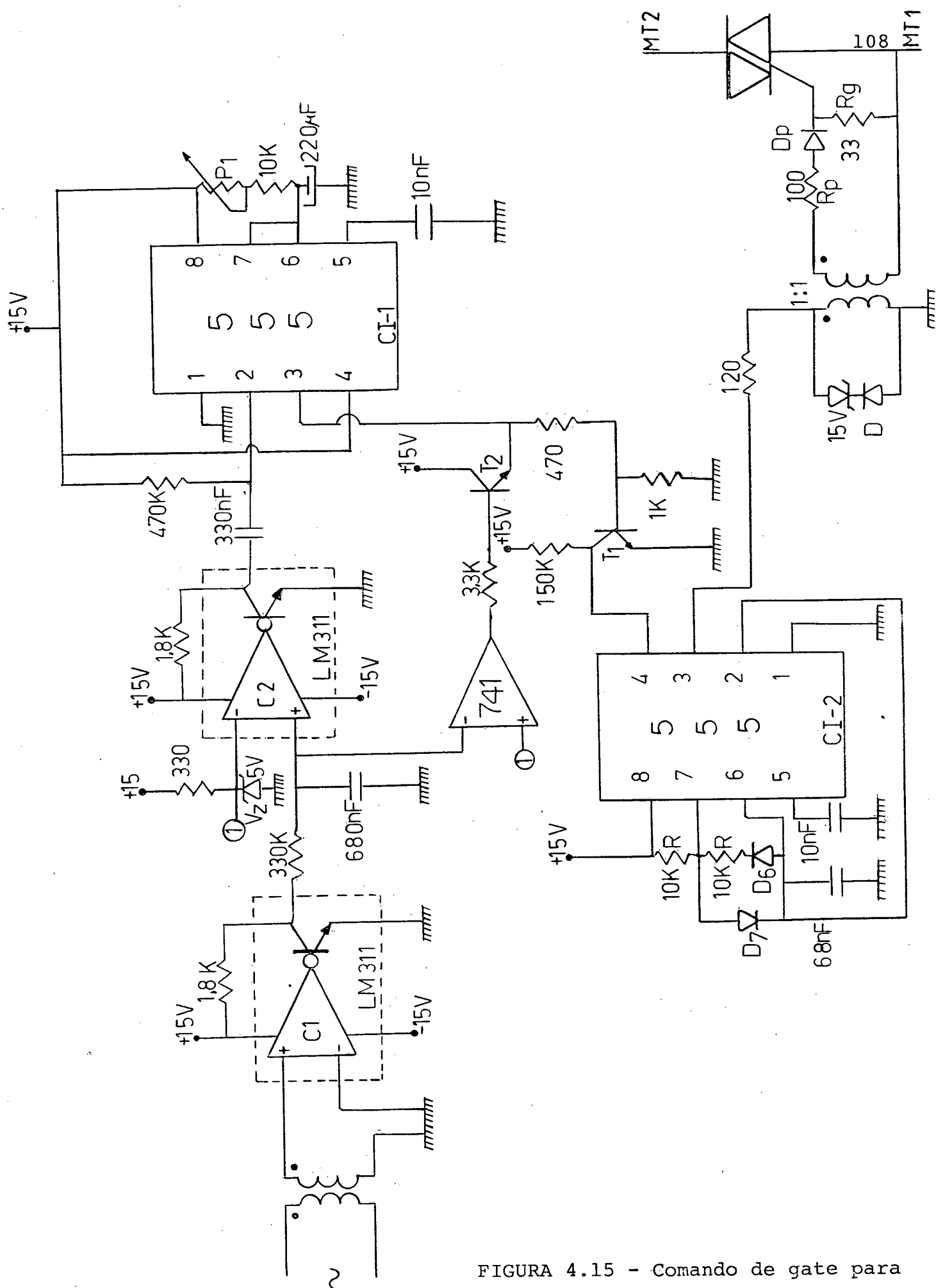


FIGURA 4.15 - Comando de gate para a chave estática

Após este tempo ainda é necessário manter a corrente de base do transistor T_1 . Isto é feito pelo transistor T_2 .

Na volta do sistema C.A., o transistor T_2 é bloqueado e o CI-1 novamente acionado mantendo durante um tempo maior, que o tempo que o circuito de sincronização leva para alcançar o sincronismo e fase entre inversor e sistema C.A., o transistor T_1 saturado. Após este tempo o CI-2 volta a gerar o trem de pulsos para o disparo do TRIAC.

4.8 - Resultados Obtidos e Conclusões

As características mais importantes do comando de base utilizado são:

- Mantém os transistores na região de quase saturação durante a condução.
- Fornece um pulso de corrente de base na entrada em condução.
- É auto mantido.
- Polariza reversamente os transistores durante o bloqueio.
- Um só eletrodo de comando que é a base de T_2 .
- um desencadeamento por pulsos que podem facilmente serem transmitidos por um transformador de pulso de isolamento, qualquer que seja a razão cíclica e a frequência de funcionamento.
- A estrutura é auto-protegida.

C A P Í T U L O 5

TESTES E RESULTADOS OBTIDOS

5.1 - Introdução

Nos capítulos anteriores fez-se o estudo teórico e a simulação do inversor de tensão.

Após a comprovação do estudo teórico pela simulação, para se consolidar o trabalho montou-se a estrutura proposta e realizaram-se ensaios que tiveram por objetivo comprovar o que fora estudado.

Neste capítulo também será abordado o dimensionamento do indutor e do capacitor de filtragem.

Os ensaios evoluíram de forma gradativa e a cada nova etapa foram sendo incorporados elementos até a obtenção da configuração final.

5.2 - Dimensionamento do Indutor de Filtragem L

Reportando-se as equações da corrente média na bateria I_{md} e da corrente eficaz no indutor de filtragem i_L , verifica-se a presença de L nestas equações. Torna-se claro então que o valor de L é muito importante e que este valor altera o valor de I_{md} e i_{Lef} .

Ao dimensionar-se o indutor L, deve-se ter em mente os valores desejados de I_{md} e i_{Lef} para o funcionamento da estrutura.

Para facilitar o dimensionamento do indutor L, elaborou-se um ábaco, tendo-se como ordenada a corrente média parametrizada, como abscissa a corrente eficaz parametrizada e como parâmetro a relação E/V_m .

A expressão (5.1) representa a equação da corrente eficaz parametrizada utilizada para elaboração do ábaco da figura 5.1, e a expressão (5.4) a equação da corrente média parametrizada.

$$i_{Lef}(pu) = \sqrt{0,5 - 1,273 \cdot \left(\frac{E}{V_m}\right) \cdot \cos(\alpha) + 0,822 \cdot \left(\frac{E}{V_m}\right)^2} \quad (5.1)$$

onde

$$i_{Lef}(pu) = \frac{\omega \cdot L \cdot i_{Lef}}{V_m} \quad (5.2)$$

$$I_{md}(pu) = \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\alpha) \quad (5.3)$$

onde

$$I_{md}(pu) = \frac{\omega \cdot L \cdot I_{md}}{V_m} \quad (5.4)$$

Exemplo:

Dados:

$$V_m = 141 \text{ V}$$

$$E = 48 \text{ V}$$

$$\alpha = 90^\circ$$

com estes dados tem-se:

$$E/V_m \approx 0,294$$

$$I_{md} \approx 0,64$$

entrando com estes valores no âbaco obtêm-se:

$$i_{Lef}(pu) = 0,76$$

Após a obtenção dos valores de $I_{md}(pu)$ e $i_{Lef}(pu)$, tem-se as seguintes opções:

- a) arbitrar um valor para L e verificar os valores I_{md} e i_{Lef}
- b) arbitrar um valor desejável de I_{md} ou i_{Lef} e obter o valor de L.

Com a finalidade de comprovar o que já foi estudado será utilizado o valor de "L" da simulação da estrutura na figura 3.6. Desta forma tem-se os seguintes valores para I_{md} e i_{Lef} :

$$L = 95 \text{ mH}$$

$$I_{md} = \frac{0,64.141}{377.0,095} \cong 2,52A$$

$$i_{Lef} = \frac{0,76.141}{377.0,095} \cong 3,0A$$

Estes valores são para os ângulos de deslocamento $\alpha=90^\circ$, no entanto a medida que a estrutura varia este ângulo, estes valores serão alterados.

Para a corrente média I_{md} , o valor calculado é o seu valor máximo, enquanto que para a corrente eficaz o seu máximo ocorre para $\alpha=180^\circ$. Através do ábaco da Figura 5.2 pode-se determinar o valor da corrente eficaz para $\alpha=180^\circ$. Pelo ábaco tem-se:

$$i_{Lef} \text{ (p.u.)} \approx 0,98$$

$$i_{Lef} = \frac{0,98 \cdot 141}{377 \cdot 0,095} \approx 3,86 \text{ A}$$

Com o indutor de filtragem dimensionado partiu-se para os primeiros ensaios com a estrutura.

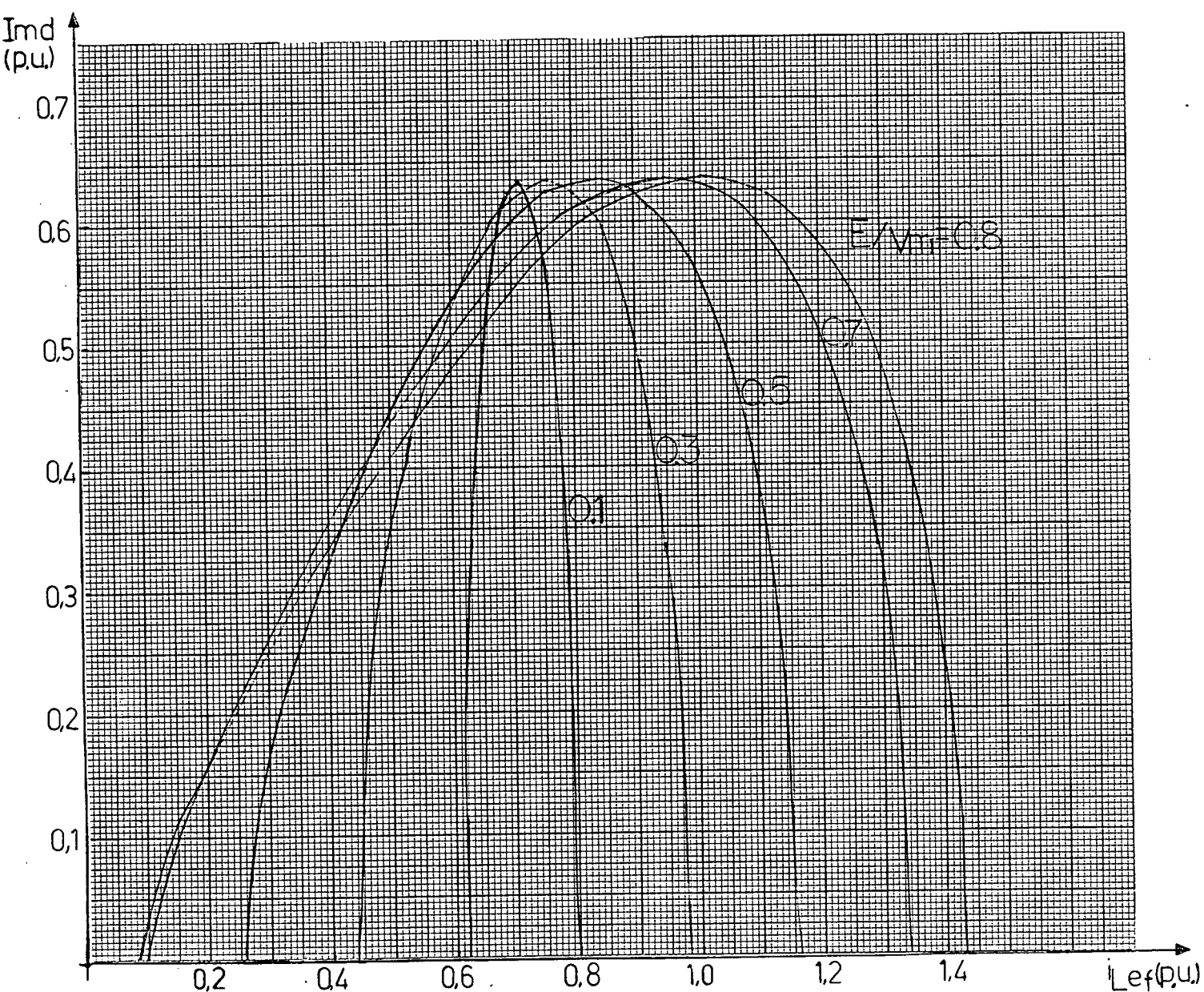


FIGURA 5.1 - I_{md} (pu) versus i_{Lef} (pu)

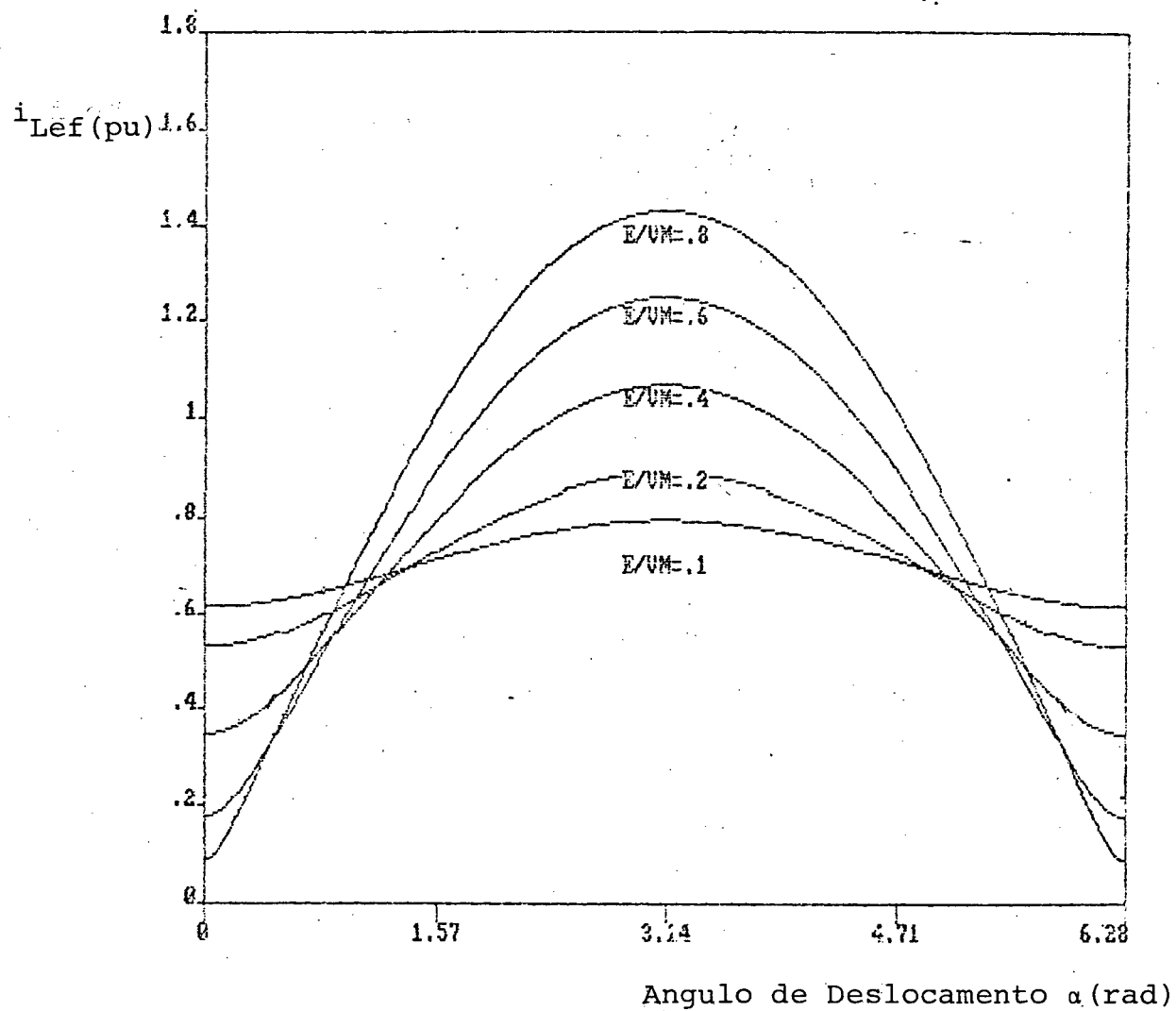


FIGURA 5.2 - Corrente Eficaz Parametrizada.

5.3 - Ensaio da Estrutura Proposta na Presença do Sistema C.A.

Foram realizados ensaios para verificar e comprovar a teoria exposta.

Os ensaios seguiram a mesma ordem das simulações, com o objetivo de facilitar as comparações.

A Figura 5.3 representa a configuração utilizada para ensaios.

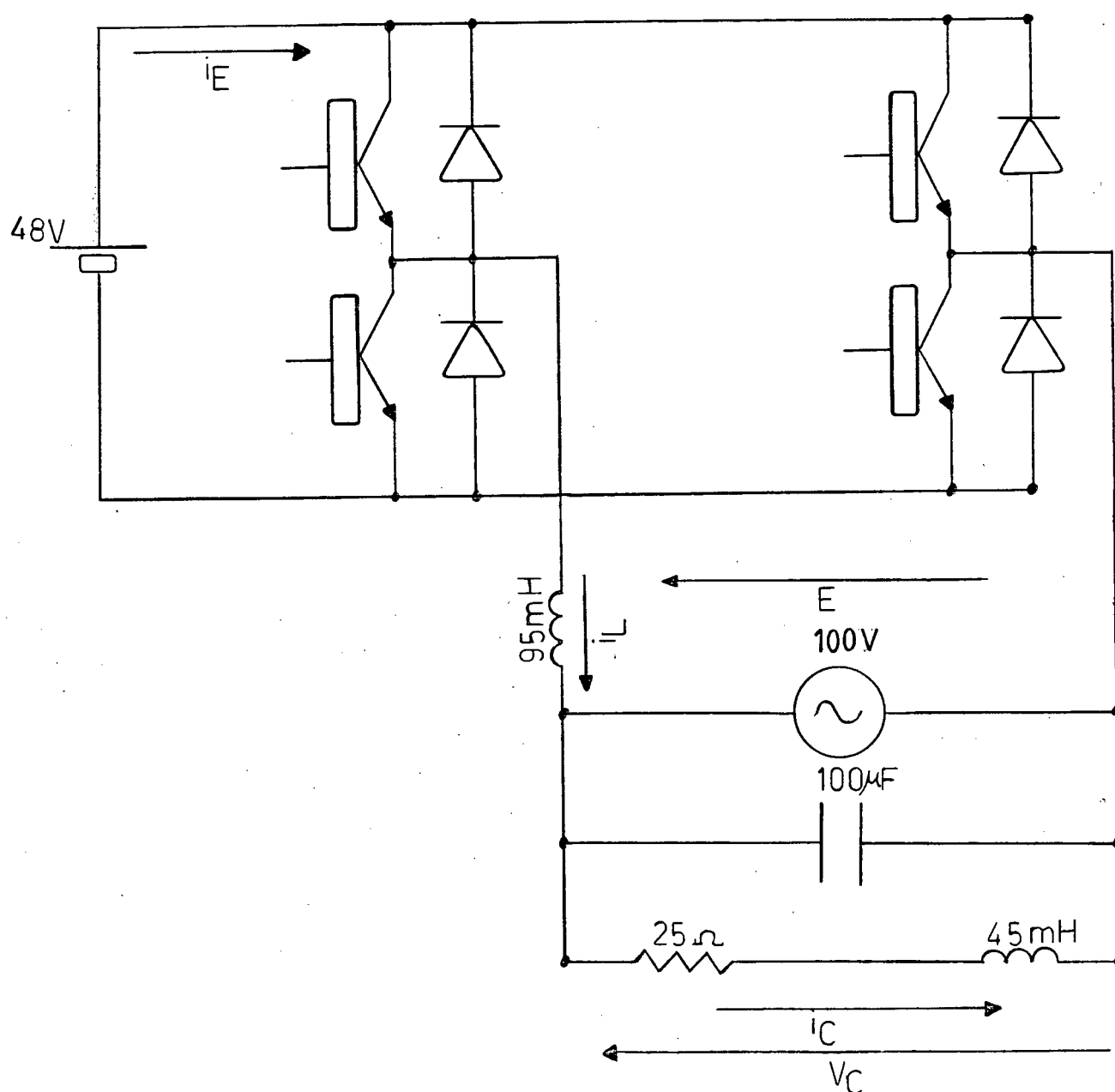
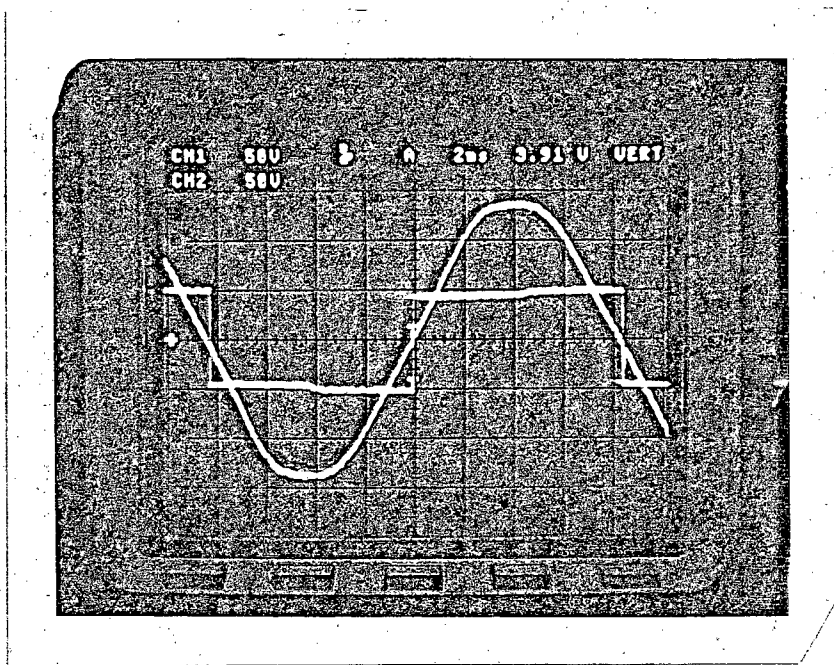


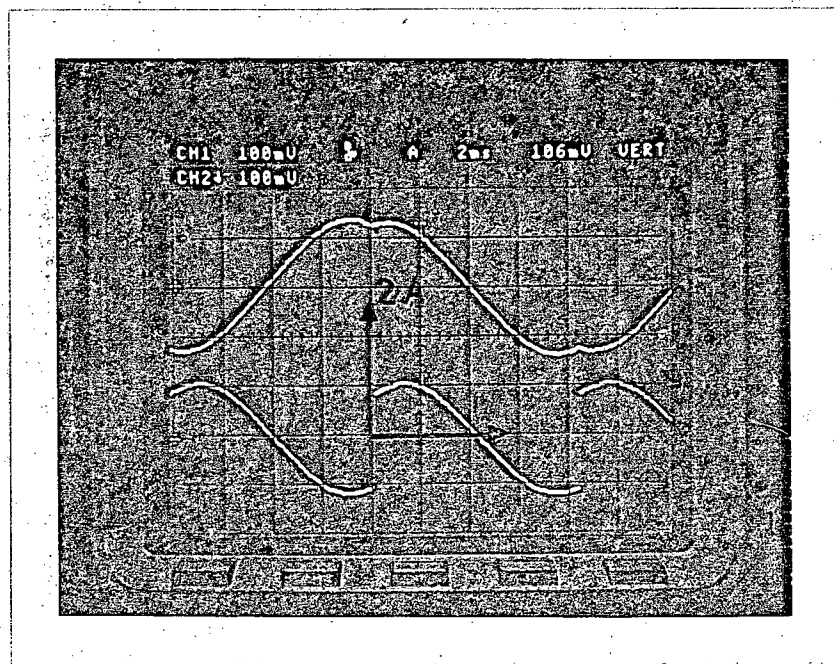
FIGURA 5.3 - Configuração Utilizada para Ensaio.

5.3.1 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha=0^\circ$

As formas de onda estão representados nas Figuras 5.4 a
e b.



(a)

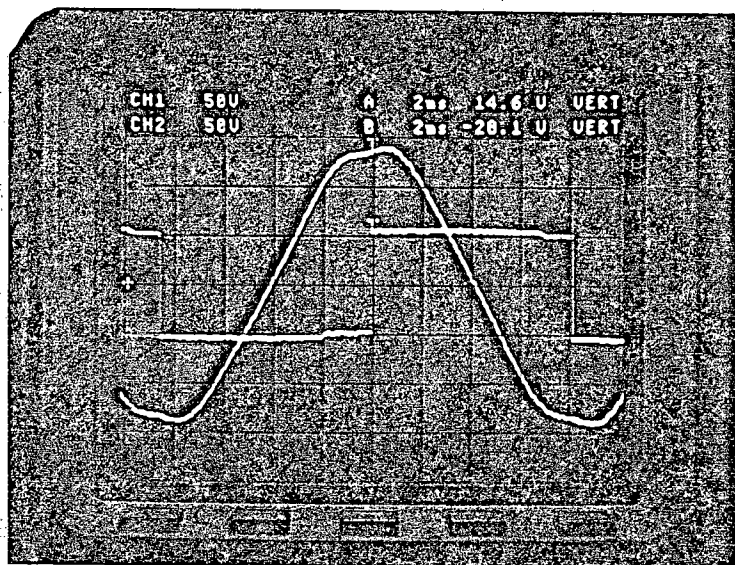


(b)

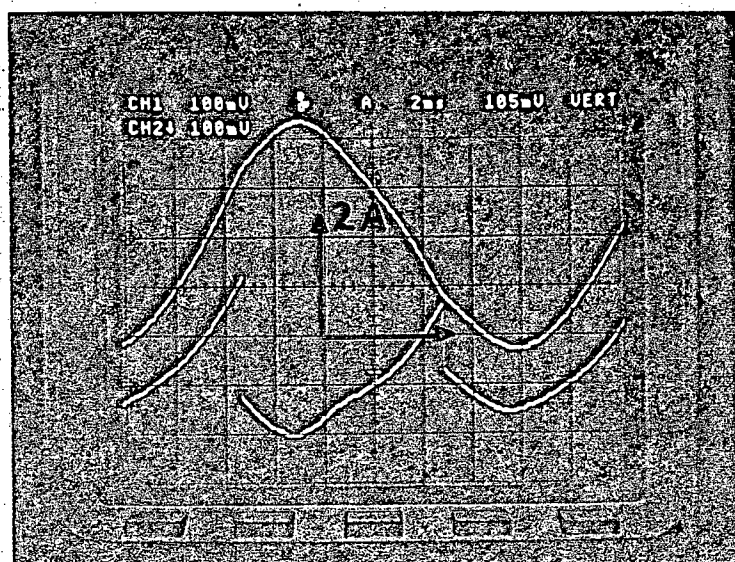
FIGURA 5.4 - (a) Tensão $v(t)$ e $E(t)$
(b) Corrente $i_L(t)$ e $i_E(t)$

5.3.2 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha=90^\circ$

As formas de onda estão representadas nas Figuras 5.5 a e b.



(a)

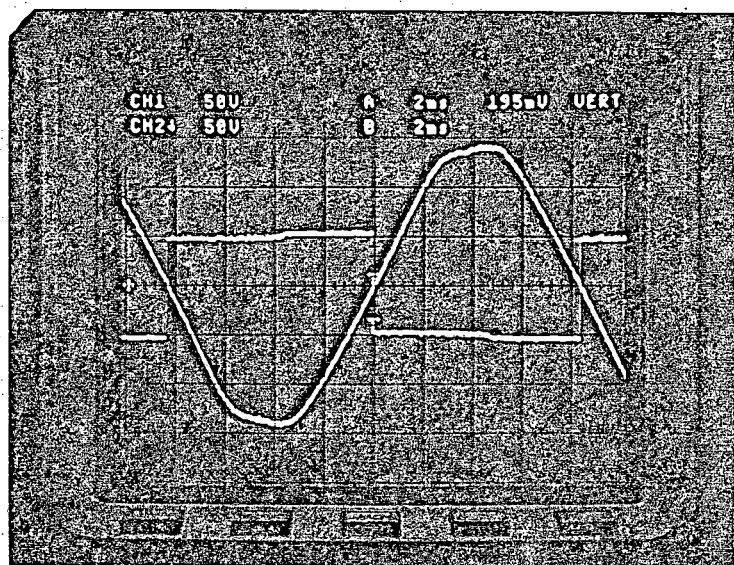


(b)

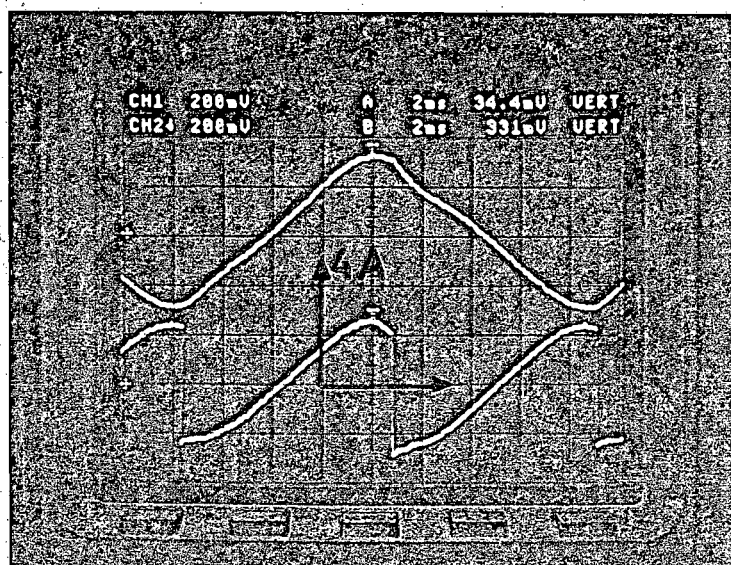
FIGURA 5.5 - (a) Tensão $v(t)$ e $E(t)$
(b) Corrente $i_L(t)$ e $i_E(t)$

5.3.3 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha=180^\circ$

As formas de onda estão representadas nas Figuras 5.6 a e b.



(a)

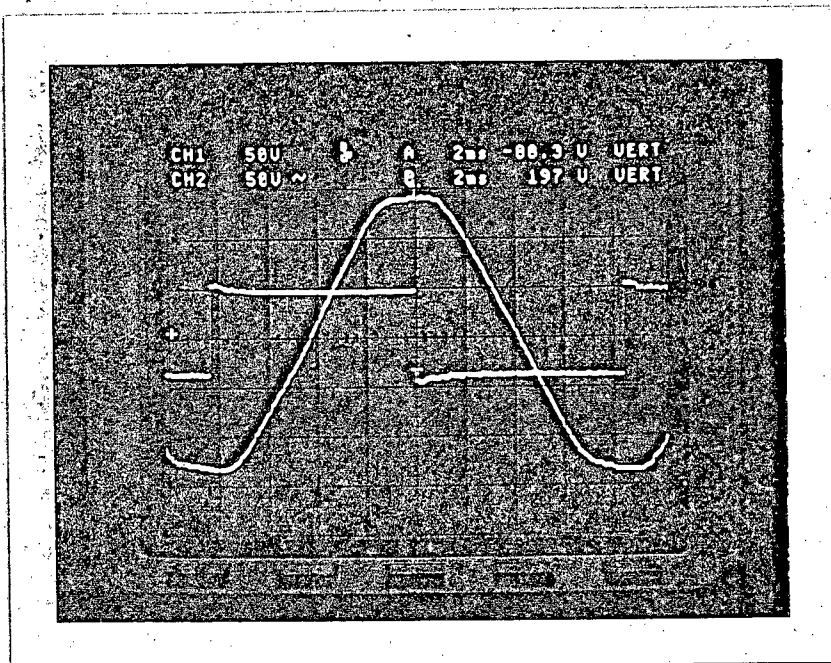


(b)

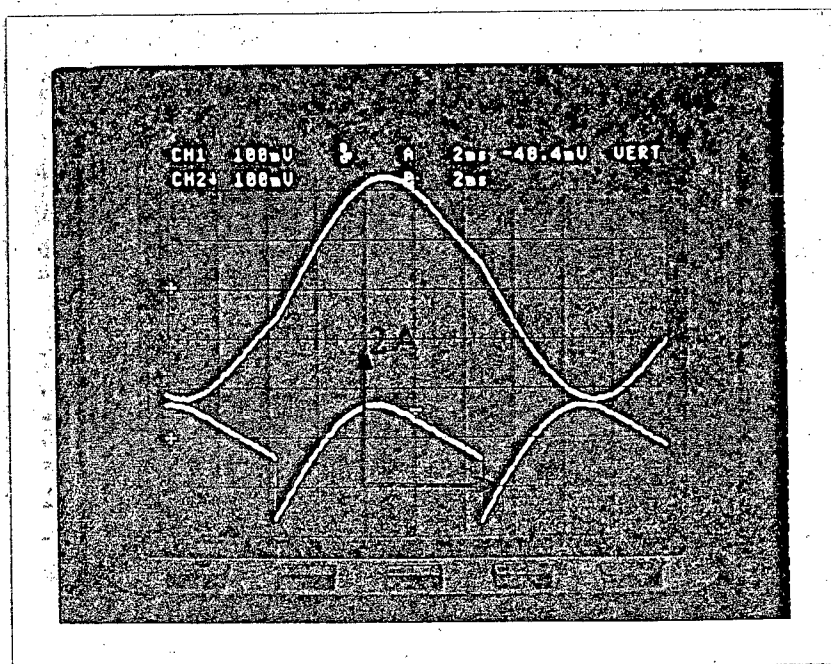
FIGURA 5.6 - (a) Tensão $v(t)$ e $i(t)$
(b) Corrente $i_L(t)$ e $i_E(t)$

5.3.4 - Ensaio da Estrutura para o Ângulo de Deslocamento $\alpha=270^\circ$

As formas de onda estão representadas nas Figuras 5.7 a e b.



(a)



(b)

FIGURA 5.7 - (a) Tensão $v(t)$ e $E(t)$

(b) Corrente $i_L(t)$ e $i_E(t)$

5.4 - Dimensionamento do Filtro

Existe uma grande variedade de filtros possíveis com os quais pode-se melhorar a forma de onda na saída do inversor. O objetivo dos filtros é a eliminação ou redução dos harmônicos.

A Figura 5.8 mostra a configuração básica de um filtro para inversor.

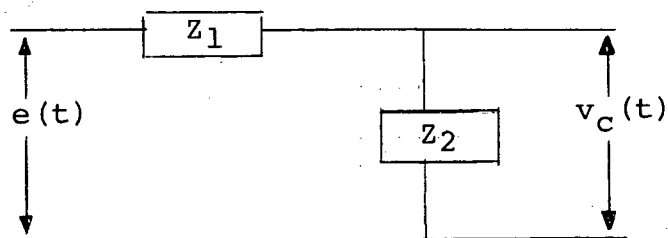


FIGURA 5.8 - Configuração Básica de um Filtro.

Em geral, a impedância paralela Z_2 providencia um caminho para os harmônicos de corrente e com a impedância Z_1 atenua-se os harmônicos de tensão.

O cálculo dos componentes do filtro exige um estudo mais aprofundado, o que está fora do objetivo deste trabalho.

Optou-se por um filtro LC, as figuras 5.9 e 5.10 mostram o comportamento do filtro, onde:

$$u = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{e} \quad \omega = \text{frequência do sistema C.A.}$$

$$\omega_0 = \text{frequência de ressonância do filtro LC}$$

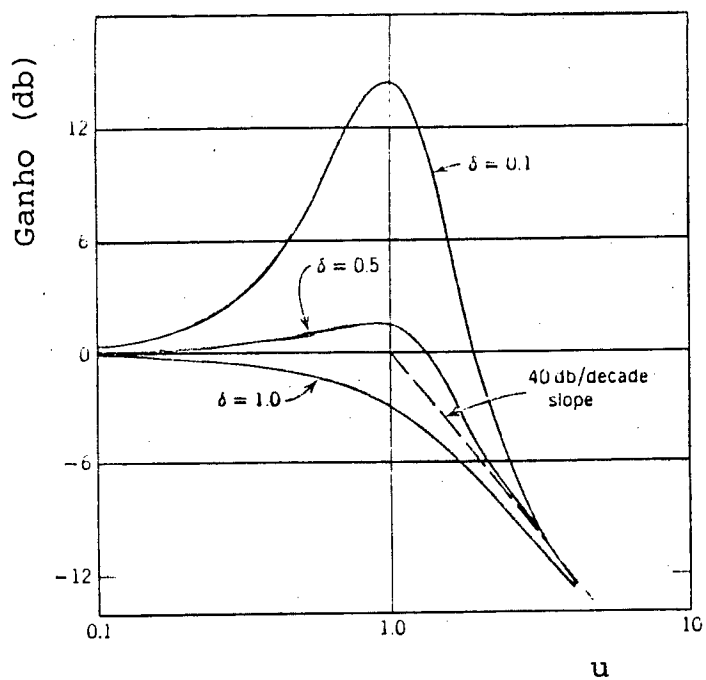


FIGURA 5.9 - Ganho do Filtro x Frequência

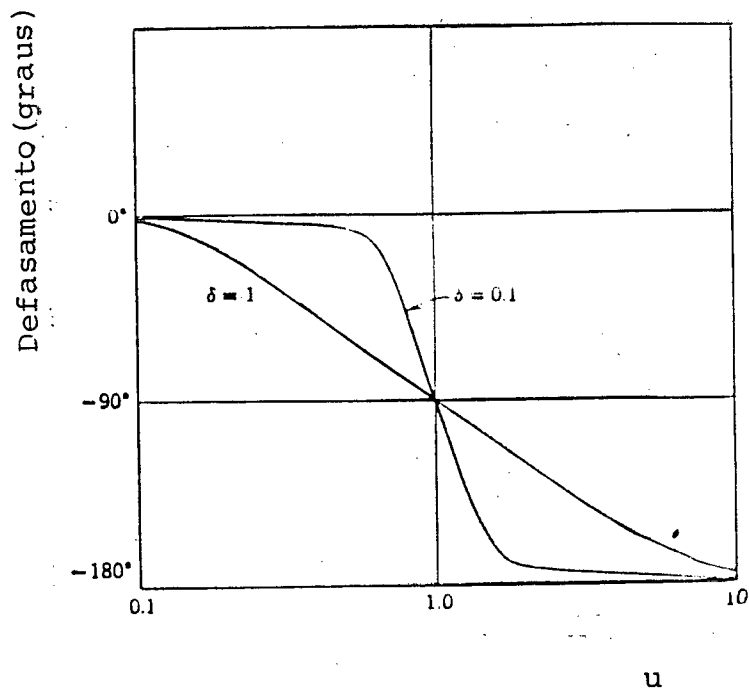


FIGURA 5.10 - Defasagem do Filtro x Frequência

Os gráficos das Figuras 5.9 e 5.10 são válidos para carga resistiva ou inversor sem carga.

É relativamente simples determinar a frequência de ressonância do filtro que atenua os harmônicos desejados, no entanto os valores de L e C continuam indeterminados. Duas importantes características do filtro, as quais são afetadas por valores particulares de L e C são:

- (a) Regulação da fundamental da tensão
- (b) Valor da corrente do inversor

Um grande valor de L e pequeno de C dará alta regulação da fundamental de tensão e um valor da corrente do inversor ligeiramente maior do que a corrente de carga. No entanto, um pequeno valor de L e grande de C resultará uma baixa regulação da fundamental de tensão mas um grande acréscimo da corrente do inversor sobre o valor da corrente de carga.

Para evitar atenuação da fundamental e considerando a amplitude da tensão da 3ª harmônica, a frequência de ressonância foi estipulada:

$$\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$$

Utilizando-se o valor de L da simulação e lembrando que

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.5)$$

Tem-se para C

$$C \cong 75 \mu\text{F}$$

Em $|11|$, o fator de amortecimento para carga resistiva é dada por

$$\delta \cong \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{L}{R_C} \quad (5.6)$$

onde L = indutor de filtragem

R_C = resistência de carga

Considerando-se a resistência de carga utilizada nas simulações, tem-se:

$$R_C = 25 \, \Omega$$

e

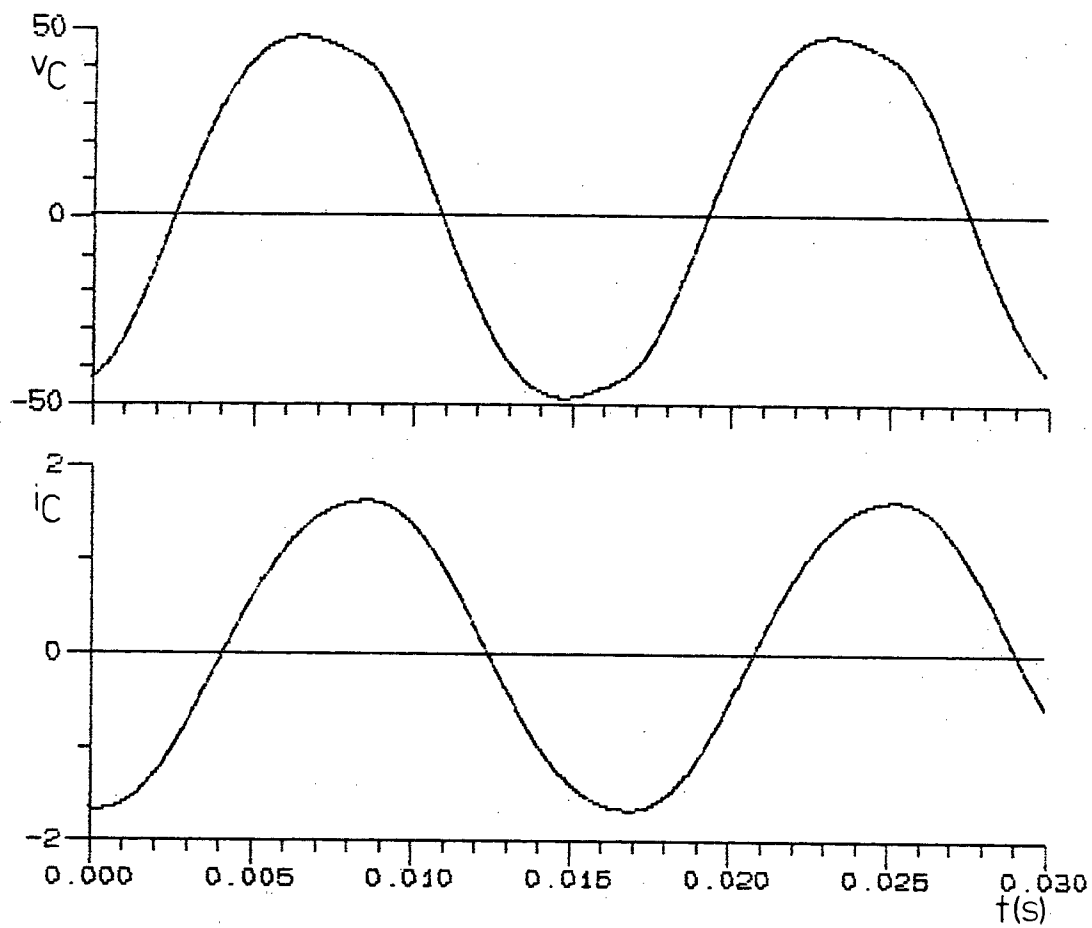
$$\delta = \frac{377 \cdot (0,095)}{2 \cdot 25} = 0,7$$

A Figura 5.9 mostra que para estes valores de L e C tem-se uma atenuação no valor da fundamental da tensão, e a Figura 5.10 indica a defasagem que a fundamental da tensão sofrerá. Tanto a defasagem como a atenuação são indesejáveis para esta nova estrutura proposta.

Utilizando a configuração da Figura 3.6 e suprimindo a fonte de tensão alternada, simulou-se a estrutura.

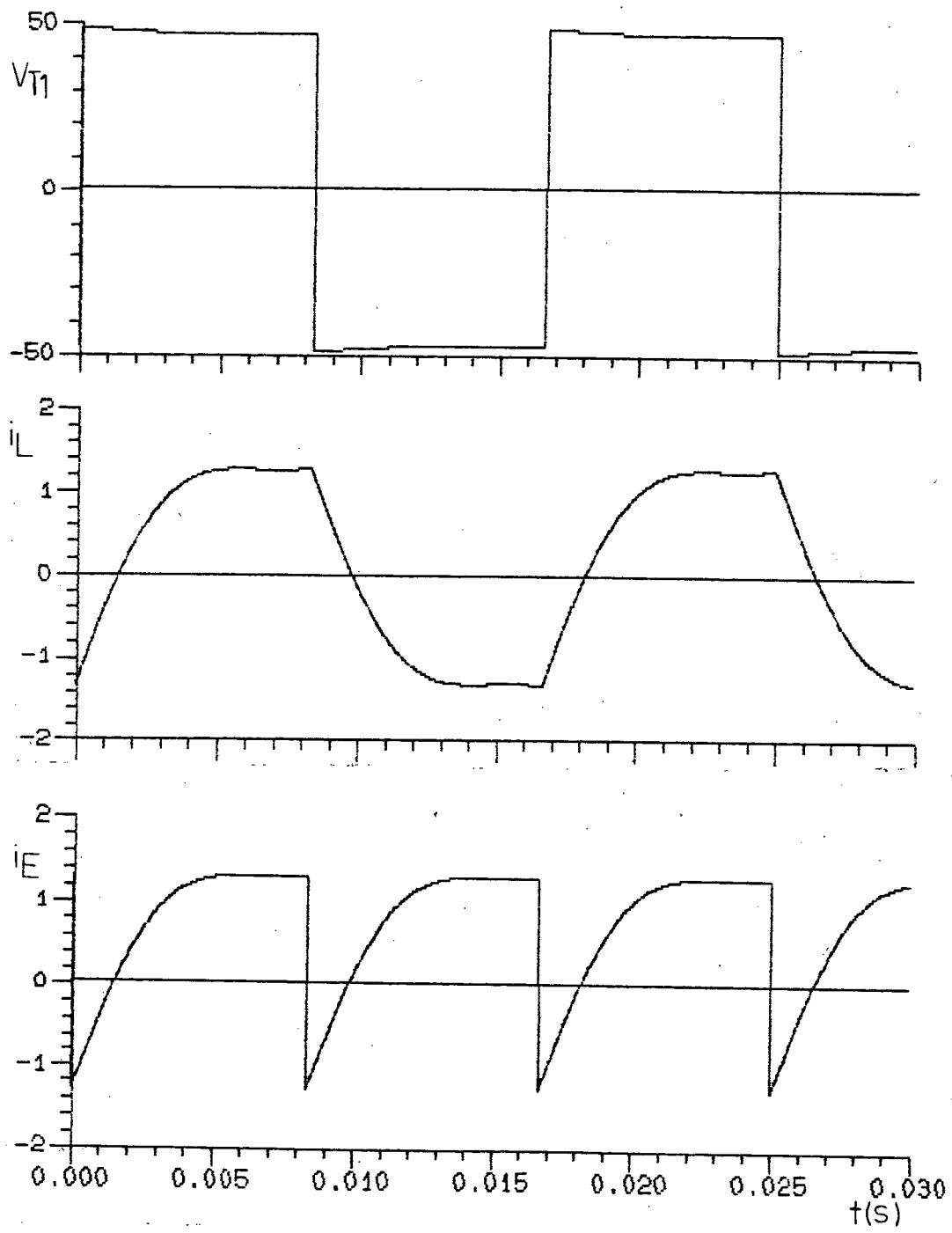
As formas de onda mais importante estão representadas nas Figuras 5.11 a e b.

Foi feita uma análise do conteúdo harmônico da tensão e corrente de carga e da tensão de saída do inversor. As Figuras



(a)

FIGURA 5.11 - (a), (b) Resultados Obtidos



(b)

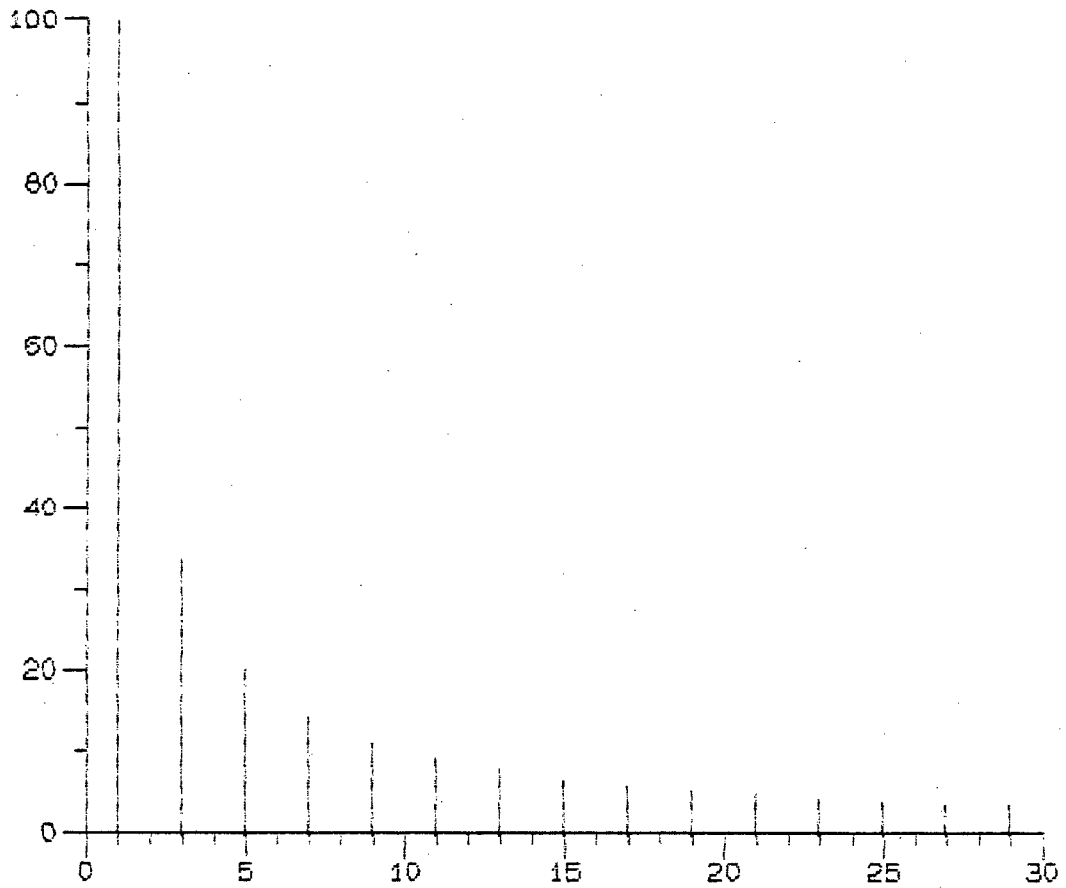
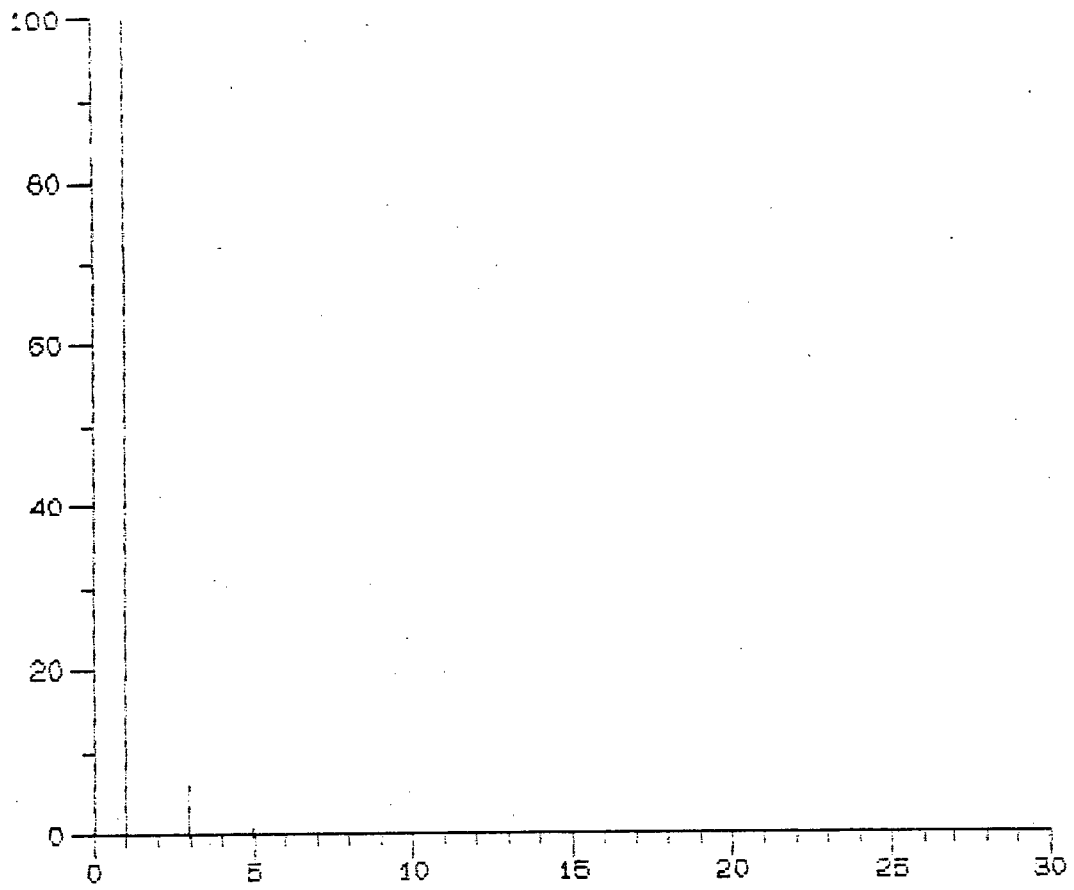
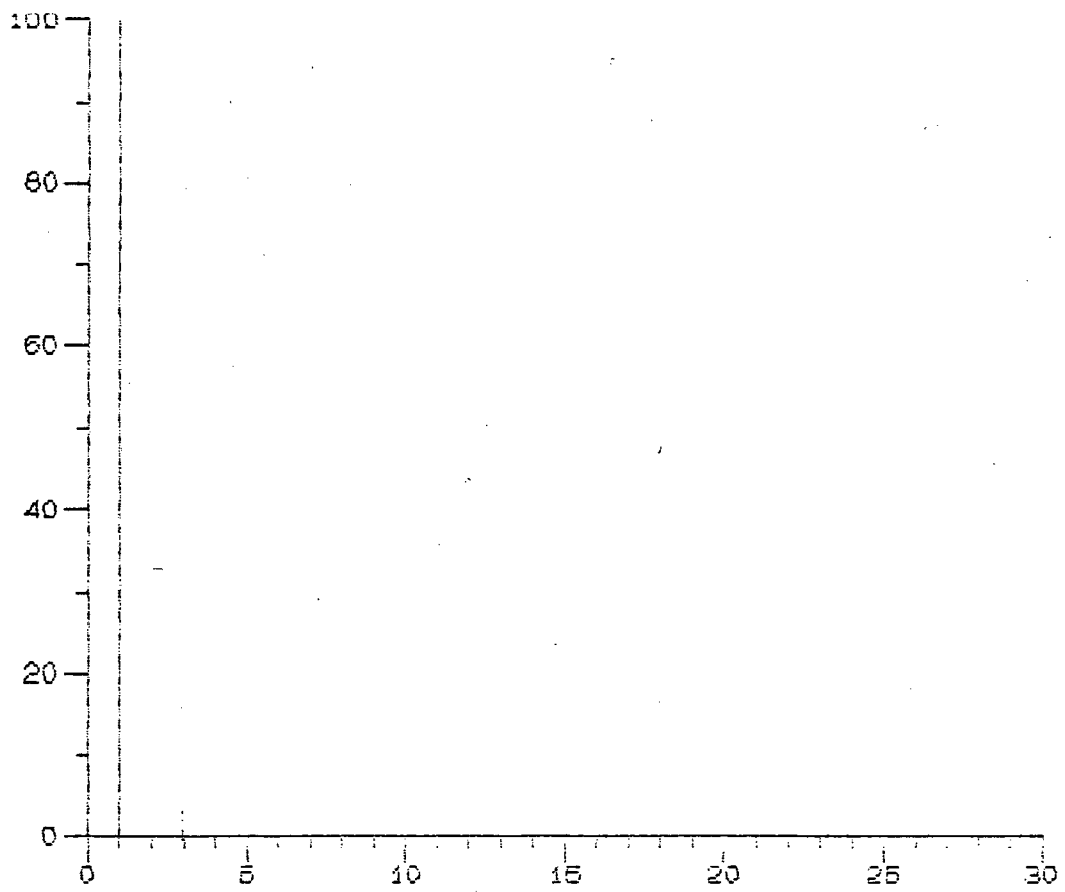


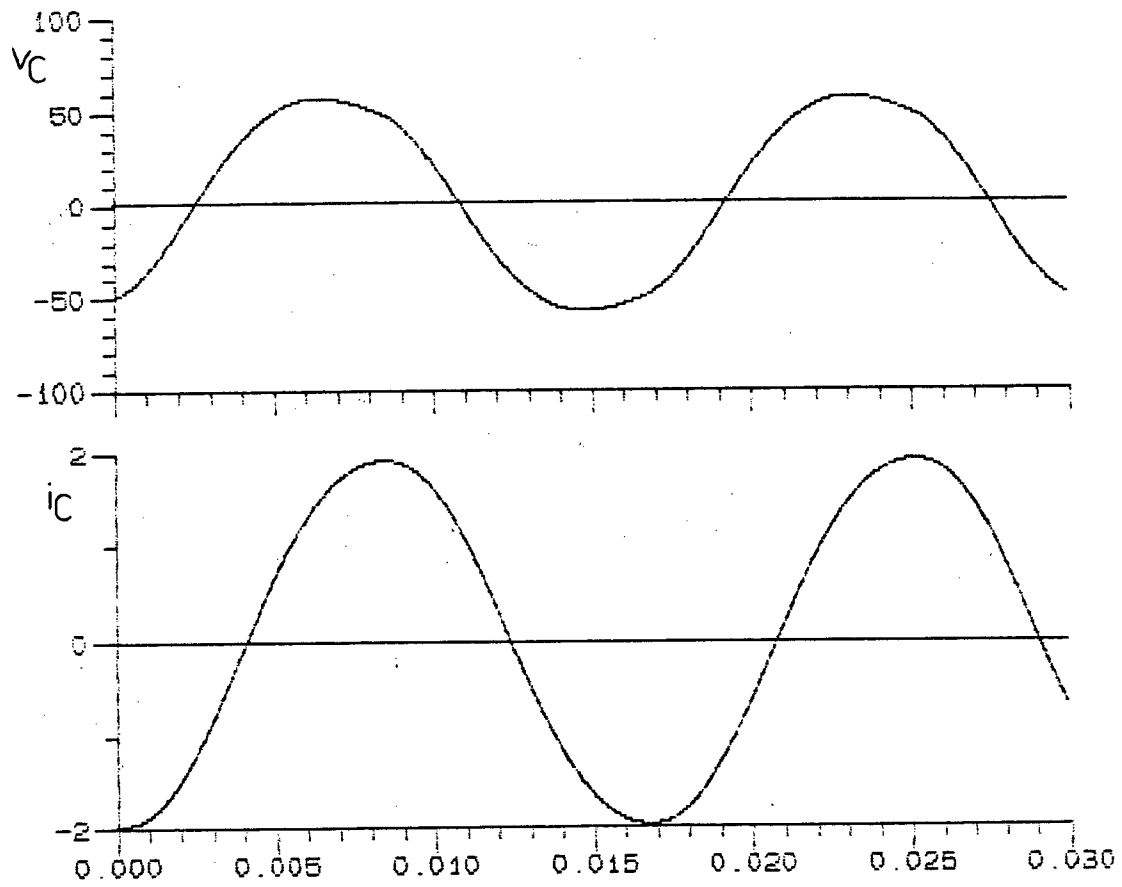
FIGURA 5.12 - (a) Tensão de Saída do Inversor
(b) Tensão de Carga
(c) Corrente de Carga



(b)

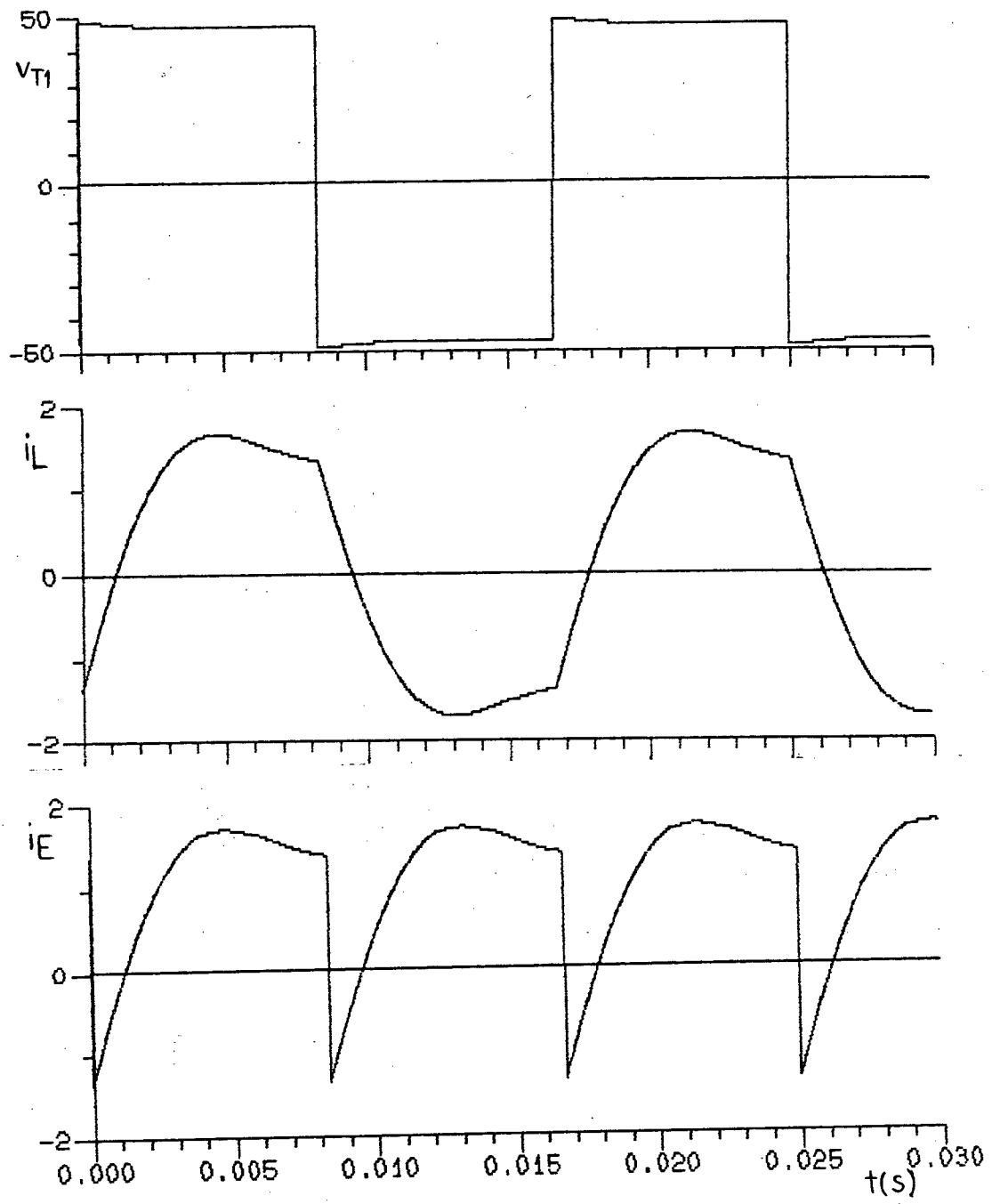


(c)

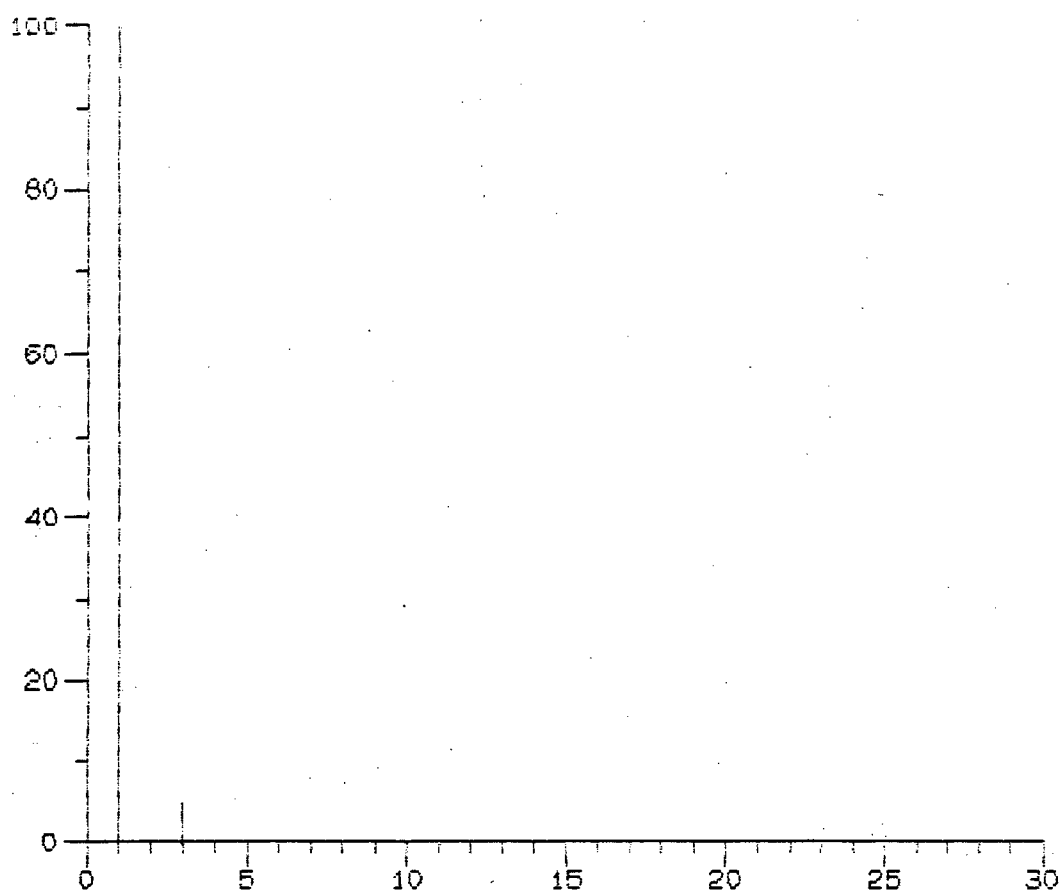


(a)

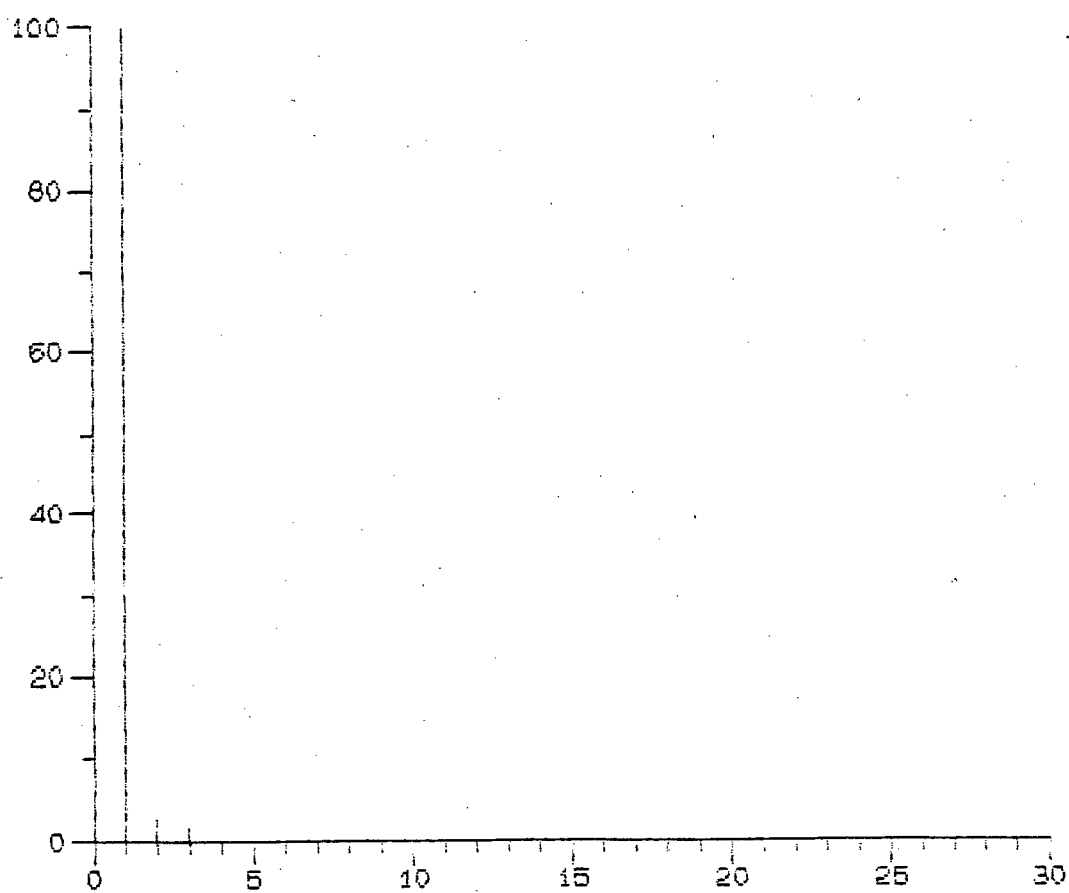
FIGURA 5.13 - (a), (b) Resultados Obtidos



(b)



(a)



(b)

FIGURA 5.14 - (a) Tensão de Carga
(b) Corrente de Carga

5.12 a, b e c representam respectivamente o conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor, tensão e corrente de carga.

Na Figura 5.11 a nota-se a defasagem e a atenuação do valor da fundamental da tensão, como já fora previsto. Esta defasagem gera problemas, pois no momento que o sistema C.A. faltar a tensão de saída do inversor antes do filtro deverá estar em fase e sincronismo com este sistema, mas a carga sentirá a defasagem provocada pelo filtro.

Para tornar o filtro menos amortecido diminui-se seu fator de amortecimento, obtendo-se os seguintes valores de L e C.

$$L = 80 \text{ mH}$$

$$C = 88 \text{ } \mu\text{F}$$

As formas de onda mais importante e a análise do conteúdo harmônico estão representadas nas Figuras 5.13 a e b e 5.14 a e b.

Com estes valores de L e C ainda ocorre atenuação da fundamental da tensão.

Em [12] é realizado estudo para determinar o "filtro ótimo total" e os valores dos componentes do "filtro ótimo total" em p.u.; tendo a impedância da carga como impedância padrão.

Para a modulação de 180° , o filtro ótimo total e os valores dos componentes em pu estão representados nas Figuras 5.15.

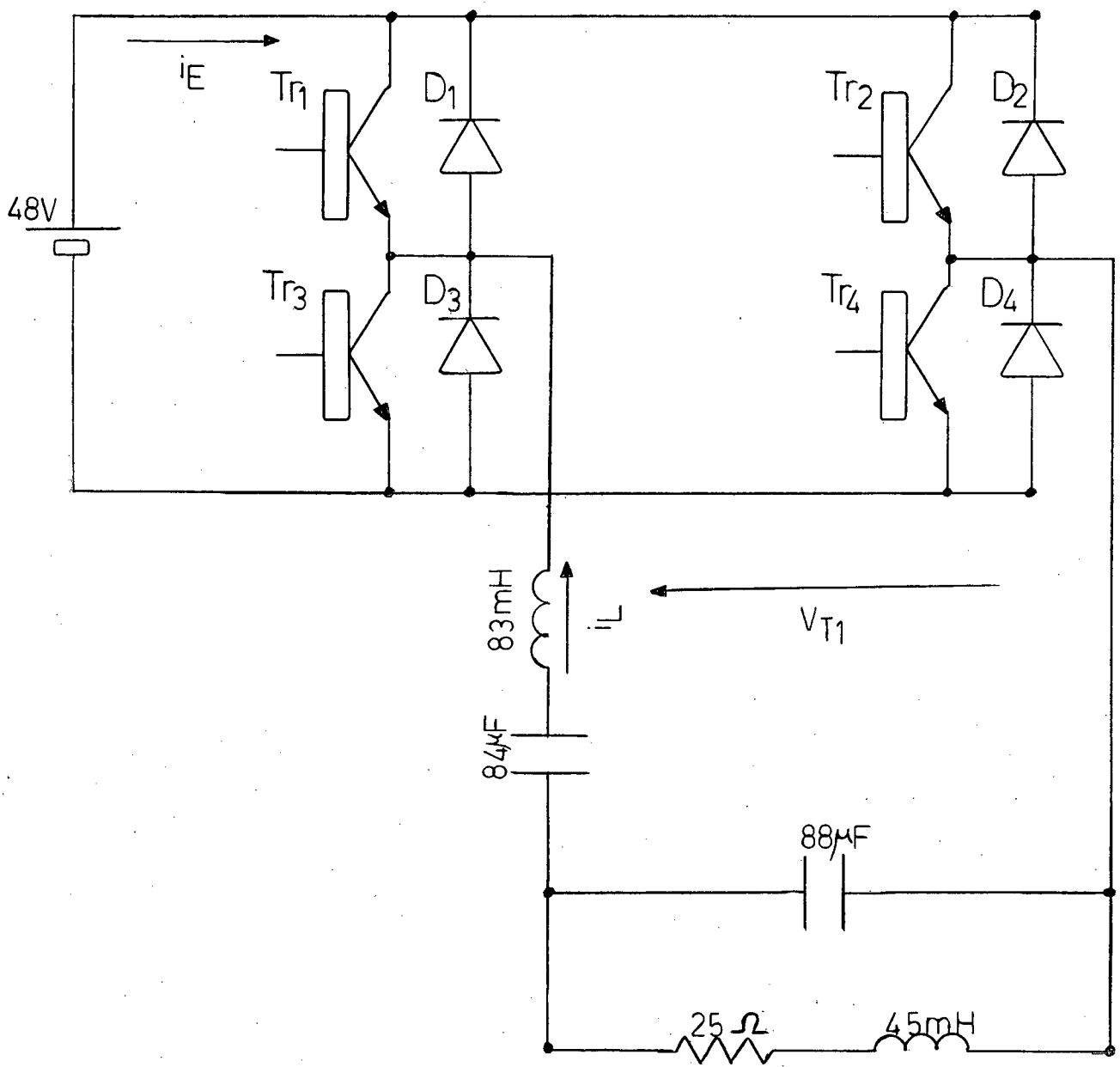


FIGURA 5.16 - Configuração Utilizada na Simulação.

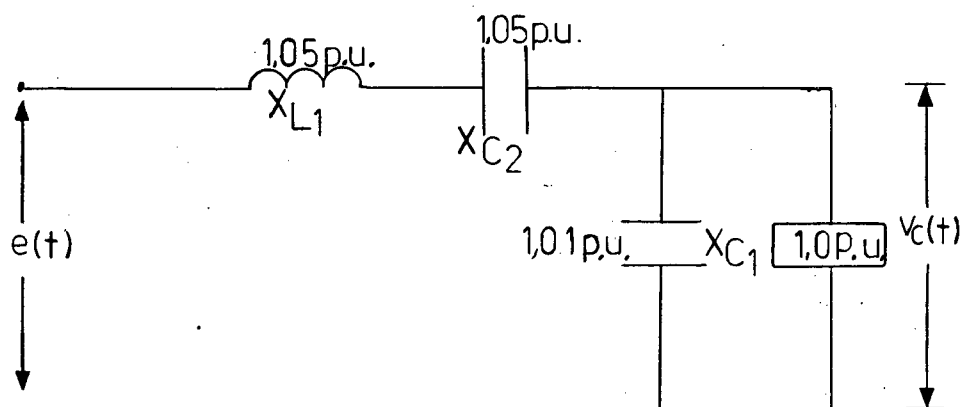
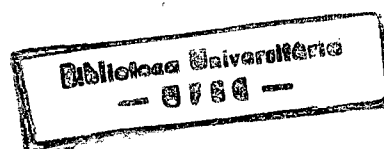


FIGURA 5.15 - Configuração do Filtro Sintonizado.

Utilizando-se os mesmos valores da carga da Figura 3.6.

têm-se:

$$Z_C = 30 \Omega$$

$$L_1 = \frac{1,05 \cdot 30}{377} \cong 83 \text{ mH}$$

$$C_1 = \frac{1}{1,01 \cdot 30 \cdot 377} \cong 88 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1}{1,05 \cdot 30 \cdot 377} = 84 \text{ } \mu\text{F}$$

Com estes valores, fez-se uma simulação. A configuração utilizada está representada na Figura 5.16.

As formas de onda mais importantes e a análise do conteúdo harmônico estão representados respectivamente nas Figuras 5.17 a e b e 5.18 a e b.

Nota-se na Figura 5.17 a que este filtro apresenta uma ótima resposta, pois não existe defasagem e o valor da fundamental de tensão é bem próximo do esperado. Com a expressão (2.15) podemos calcular o valor máximo da fundamental da tensão.

$$a_1 = \frac{4.E}{\pi} = \frac{4.48}{\pi} = 61,1V$$

O valor da simulação foi de 62,7, bem próximo do valor teórico.

Esta configuração do filtro sintonizado, preenche os requisitos que esta nova estrutura exige, mas existe o problema de onde colocar o sistema C.A. sem que o seu nível de tensão seja alterado, ou que ele sofra defasamento ambos provocados pelo filtro.

A melhor solução encontrada está representada na Figura 5.19 e nas Figuras 5.20 a e b as formas de onda mais importantes obtidas por simulação.

A utilização deste filtro, se faz desnecessário quando usada a modulação PWM. As Figuras 5.9 e 5.10 mostram que se a frequência de ressonância for igual ou maior do que 10 vezes a frequência do inversor, a fundamental da tensão de saída do inversor não sofrerá defasamento e a sua amplitude não será afetada. Para que isto seja possível a forma de onda do inversor não deve conter harmônicos de baixa ordem e o harmônico mais significativo deve ter a frequência maior ou igual a 10 vezes a frequência

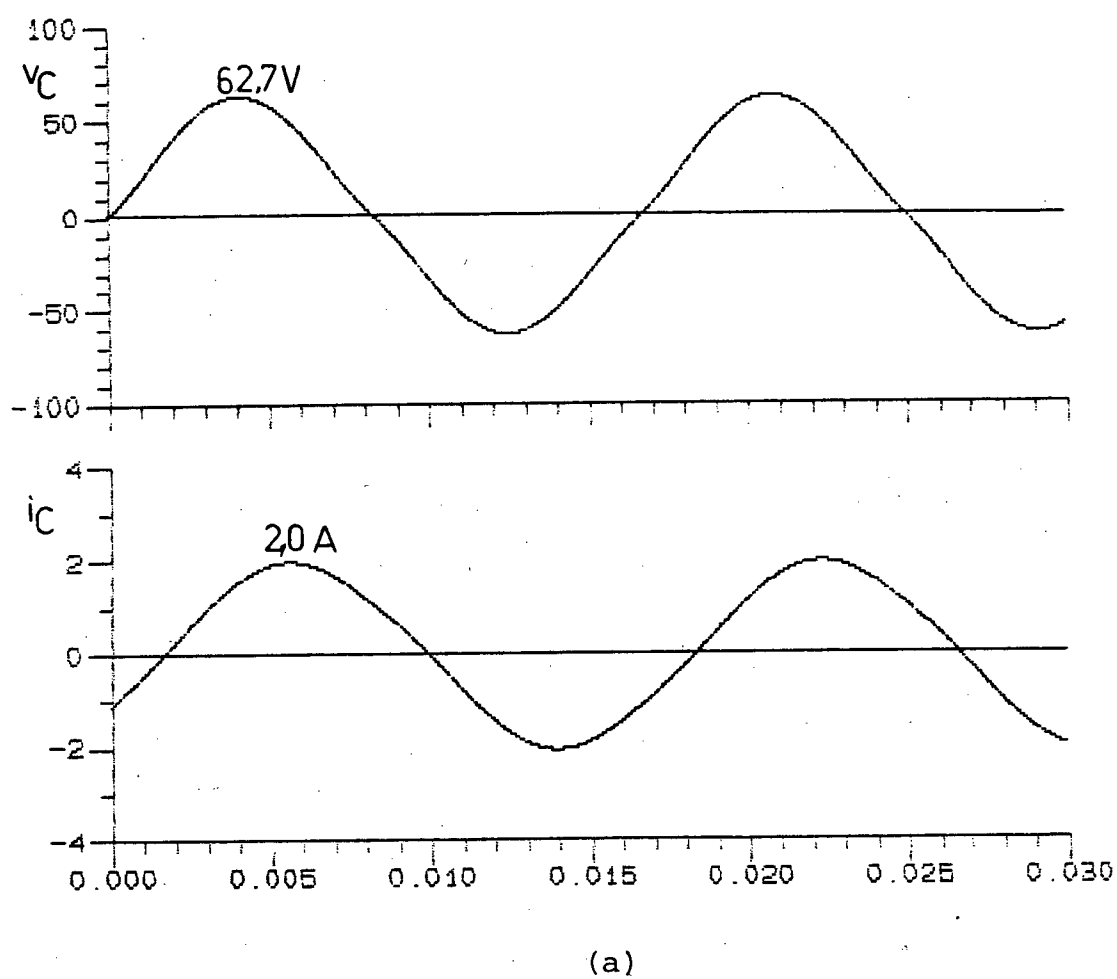
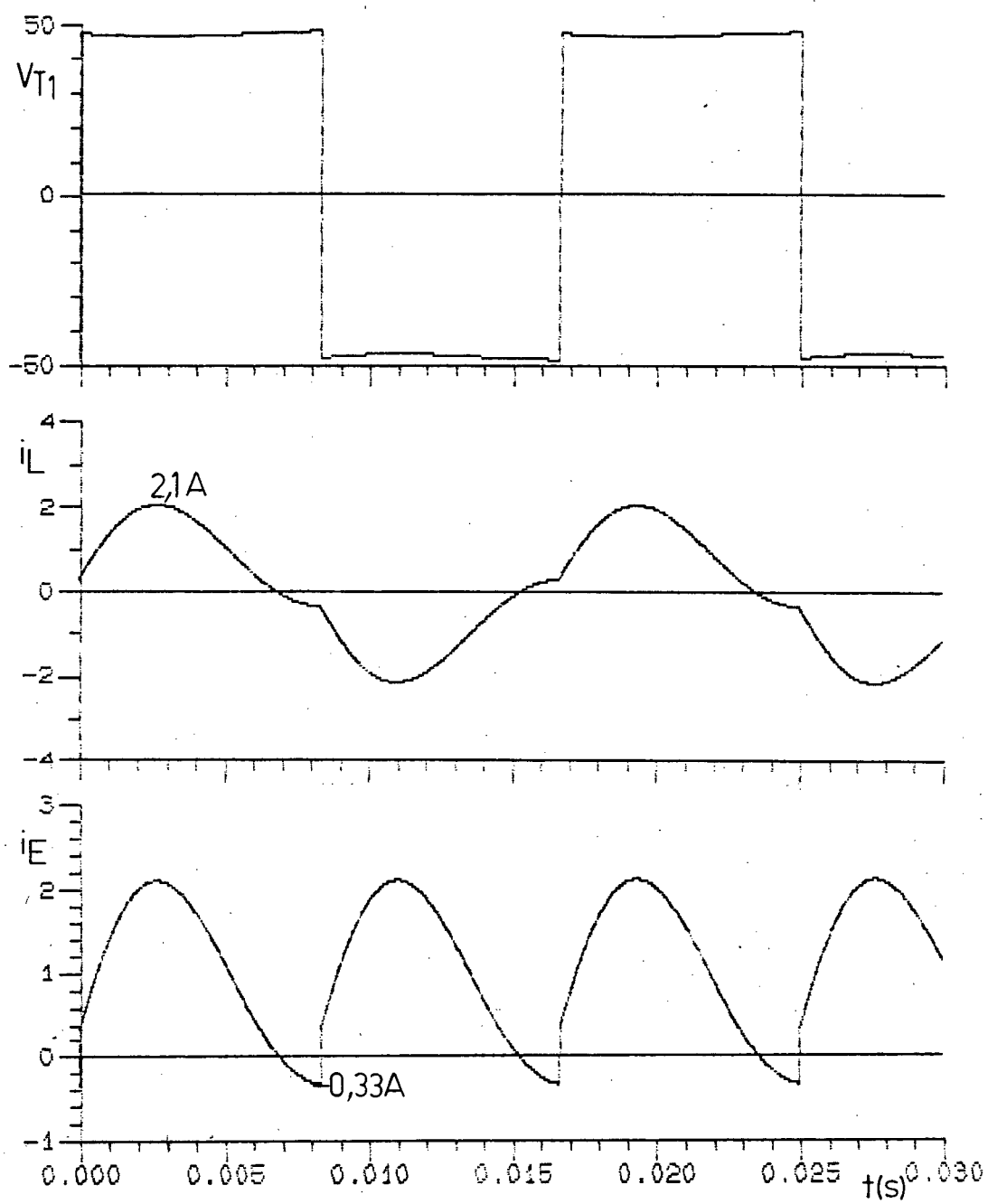
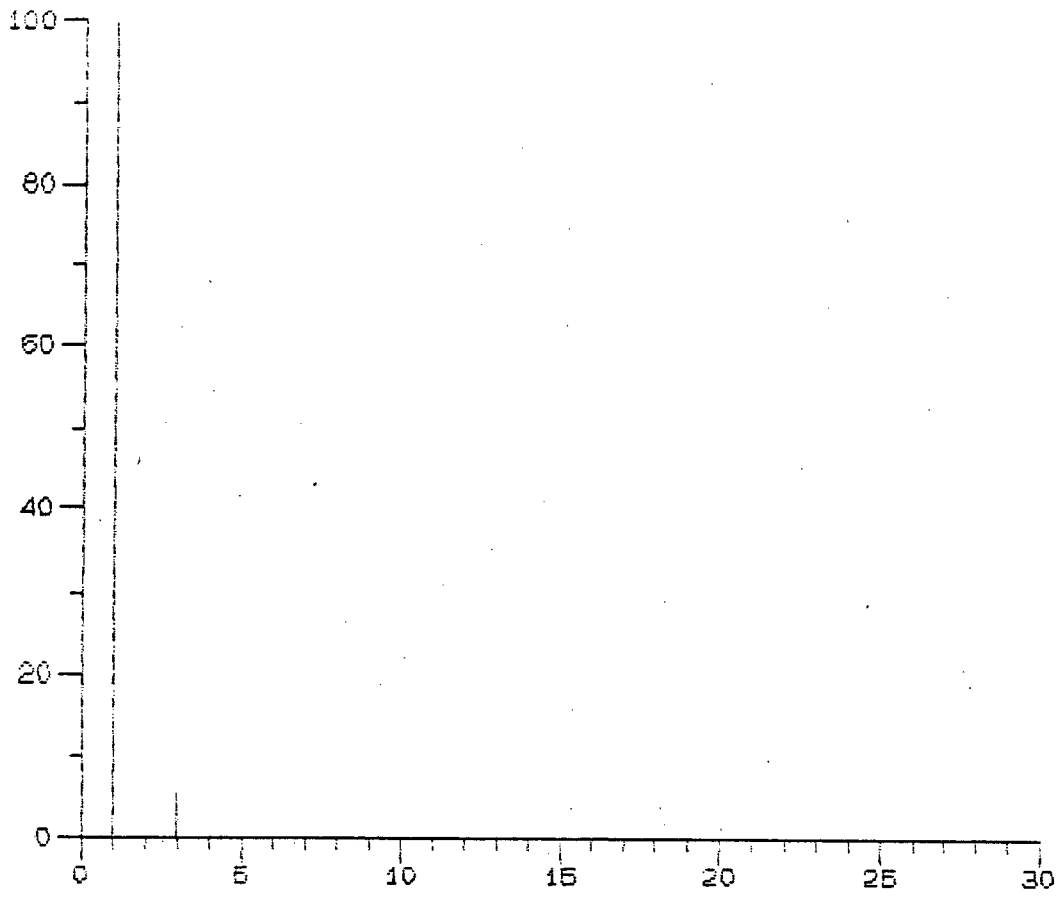


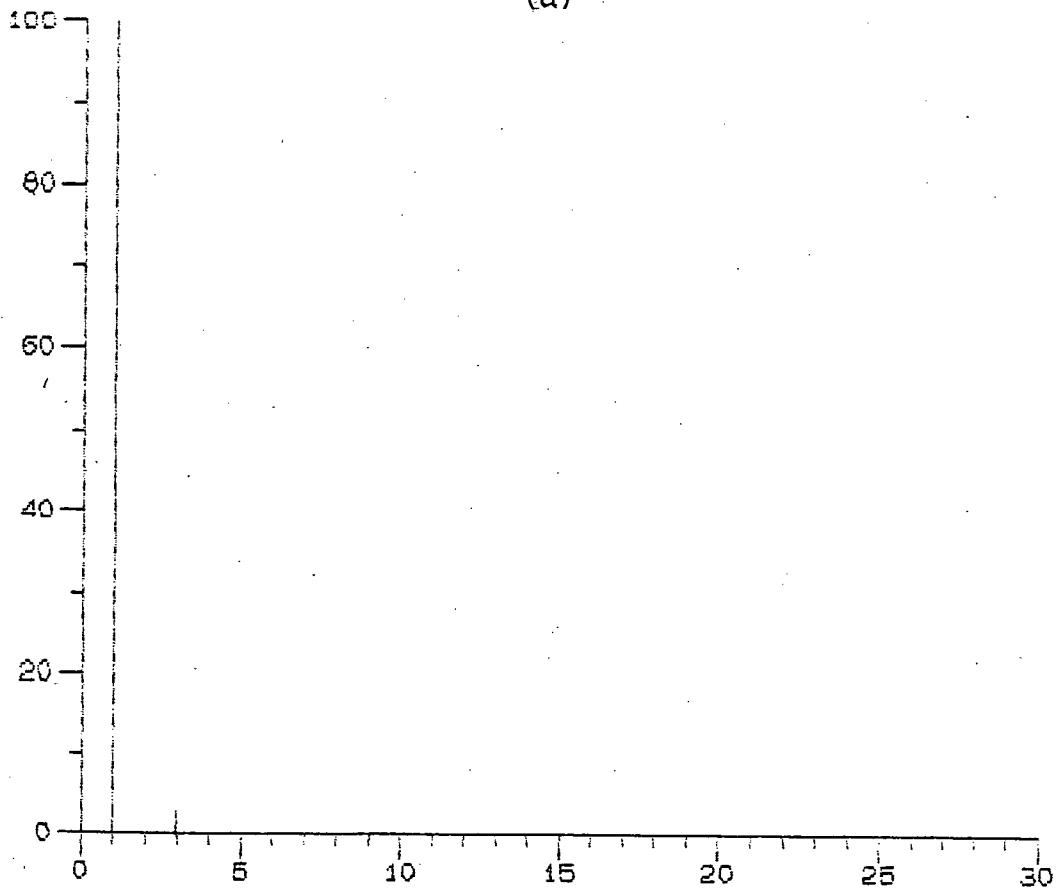
FIGURA 5.17 - (a), (b) Resultados Obtidos



(b)



(a)



(b)

FIGURA 5.18 - (a) Tensão na Carga
(b) Corrente na Carga

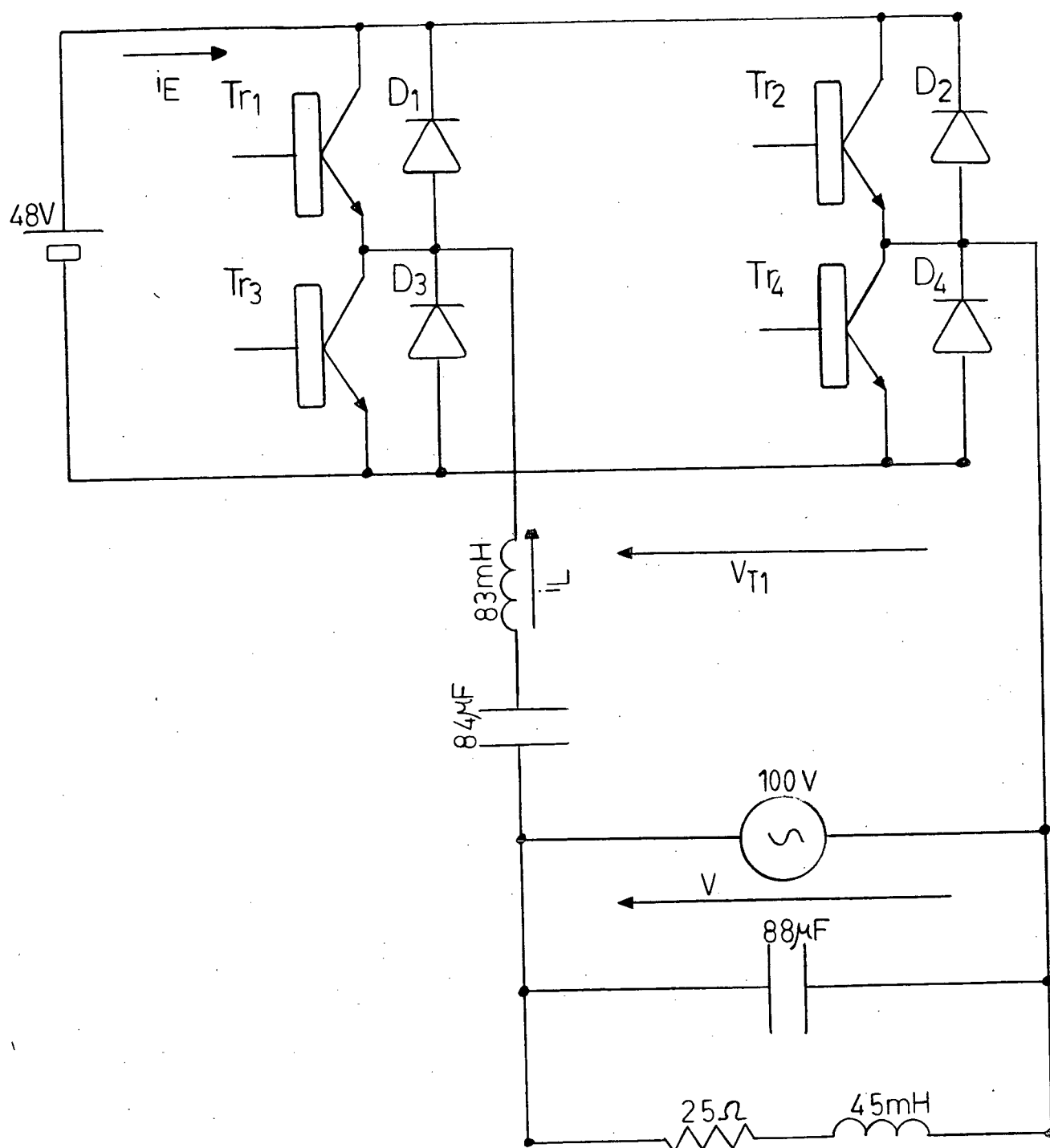


FIGURA 5.19 - Estrutura com Filtro Sintonizado.

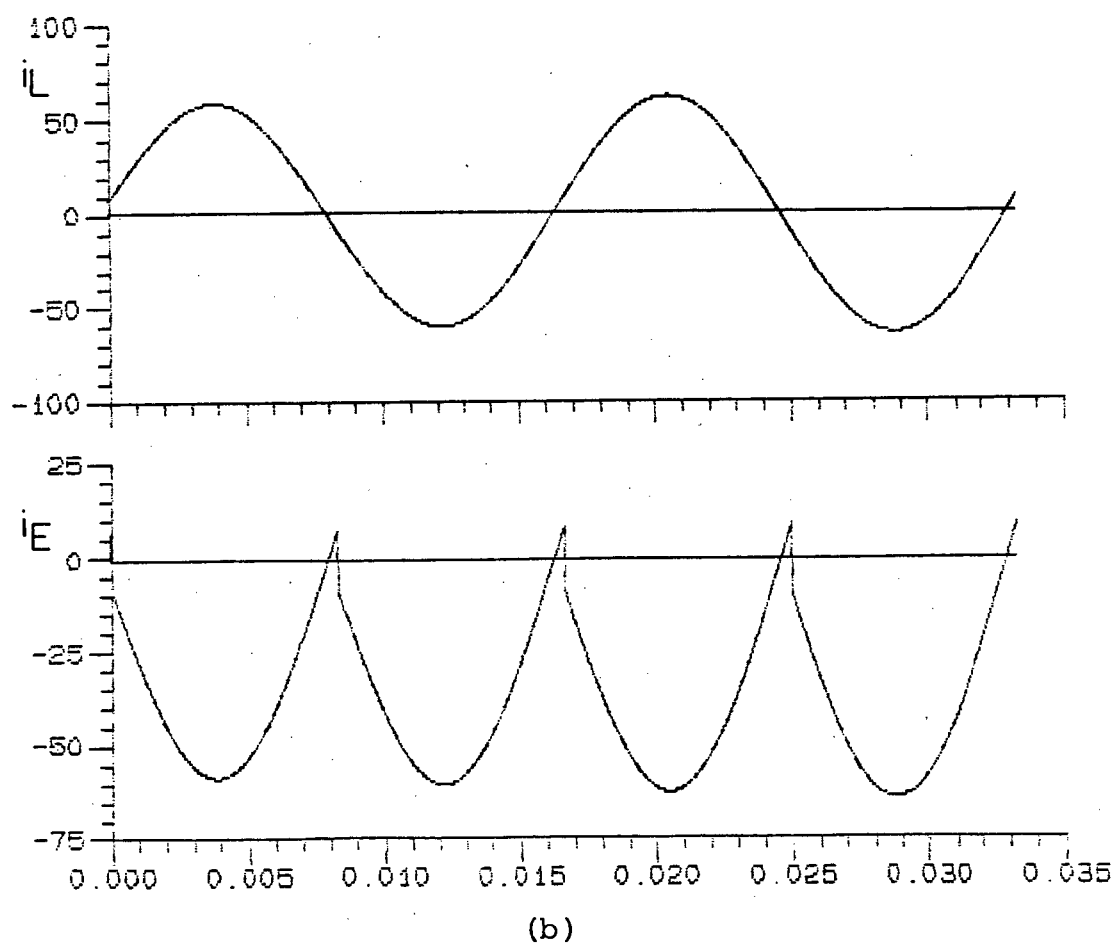
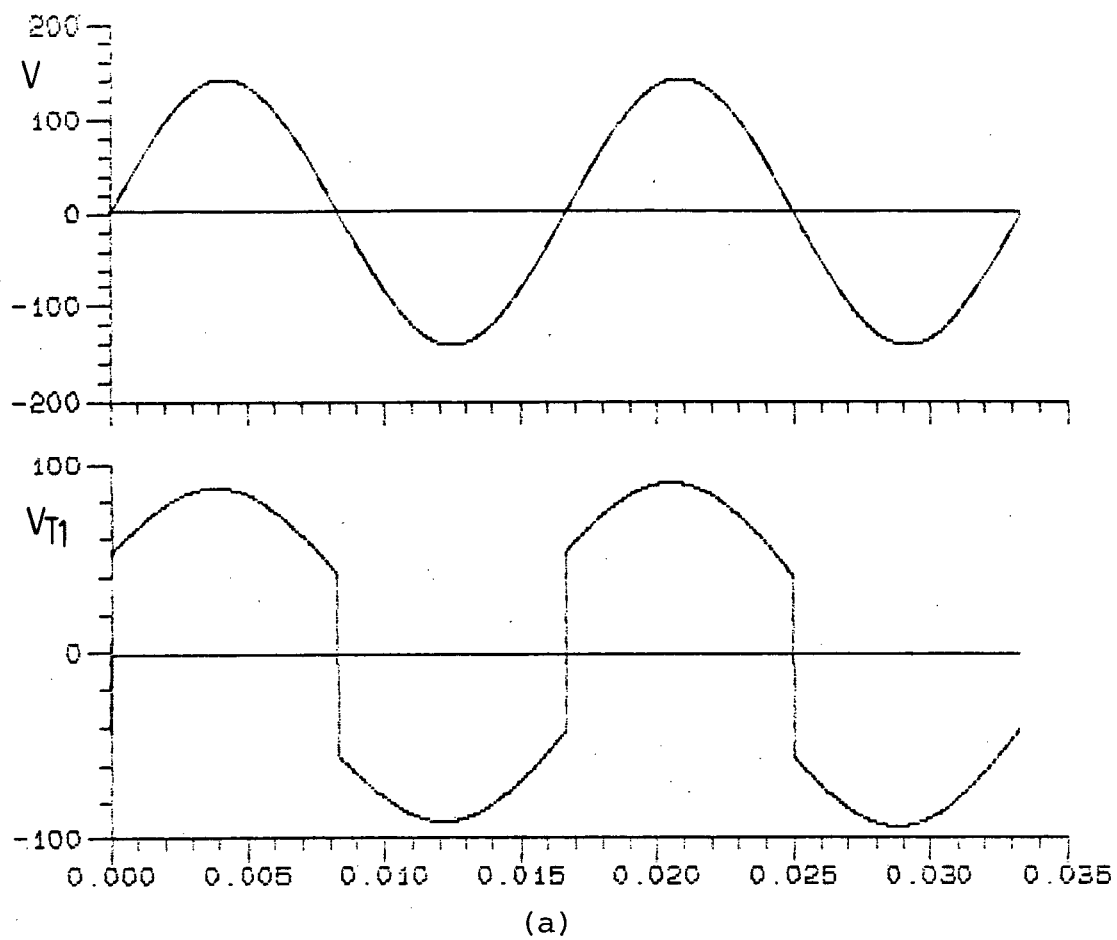


FIGURA 5.20 - (a), (b) - Resultados Obtidos.

da fundamental. A modulação PWM torna isto possível, a abordagem da modulação PWM será feita no próximo capítulo.

Como a tensão na saída do inversor pode ser defasada, uma solução conveniente seria o defasamento da tensão de saída do inversor. O defasamento deve ser igual ao provocado pelo filtro, pois assim a fundamental da tensão de saída do inversor estará em fase com o sistema C.A. quando ele faltar ou retornar.

Através das simulações verificou-se que os valores L e C mais convenientes são:

$$L = 80 \text{ mH} ; \quad C = 100 \text{ } \mu\text{F}$$

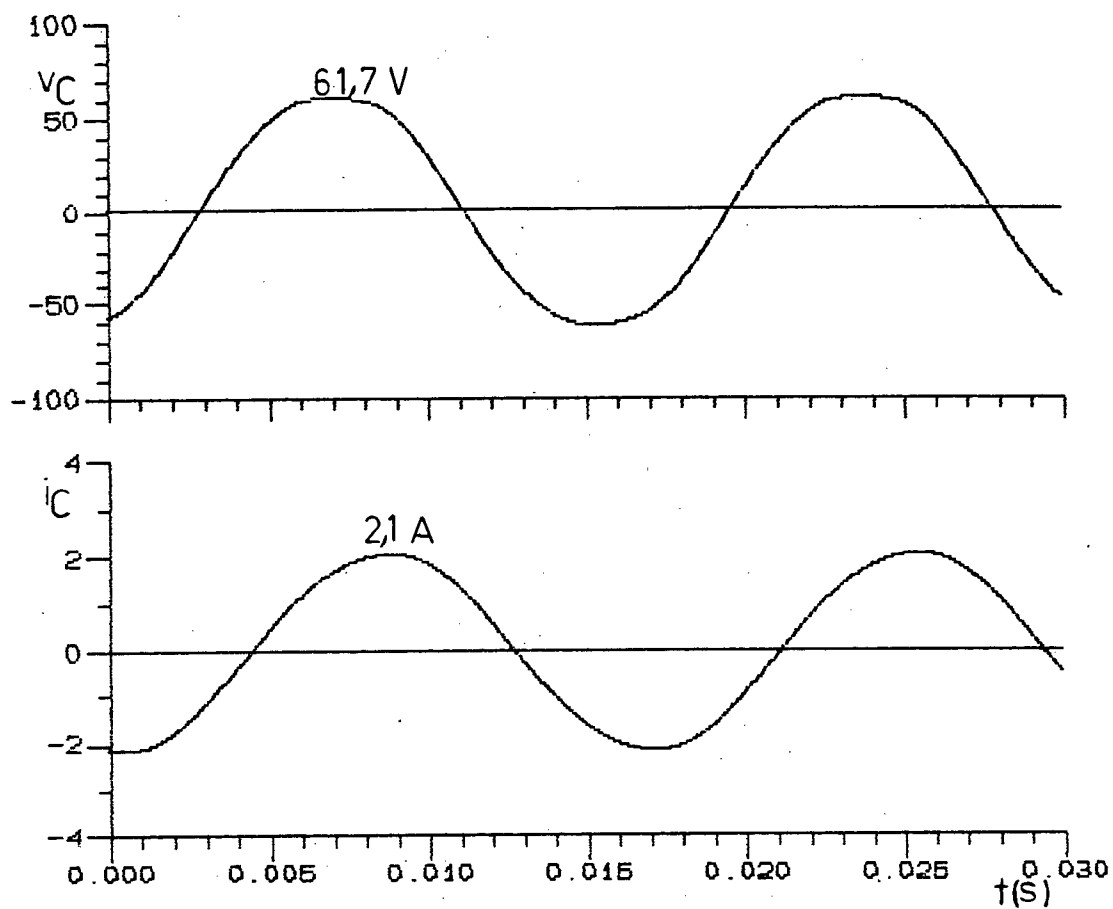
Nas Figuras 5.22 a e b estão representadas as formas de onda mais importantes para os valores de L e C citados acima, na ausência da rede.

Nas Figuras 5.23 a e b estão representados os conteúdos harmônicos da tensão e corrente na carga.

Na Figura 5.22 a, verifica-se que a tensão na carga tem o seu valor bem próximo do valor da tensão do sistema C.A., pois o filtro praticamente não comprometeu a amplitude desta tensão e na Figura 5.23 a nota-se como é baixo o conteúdo de harmônicos.

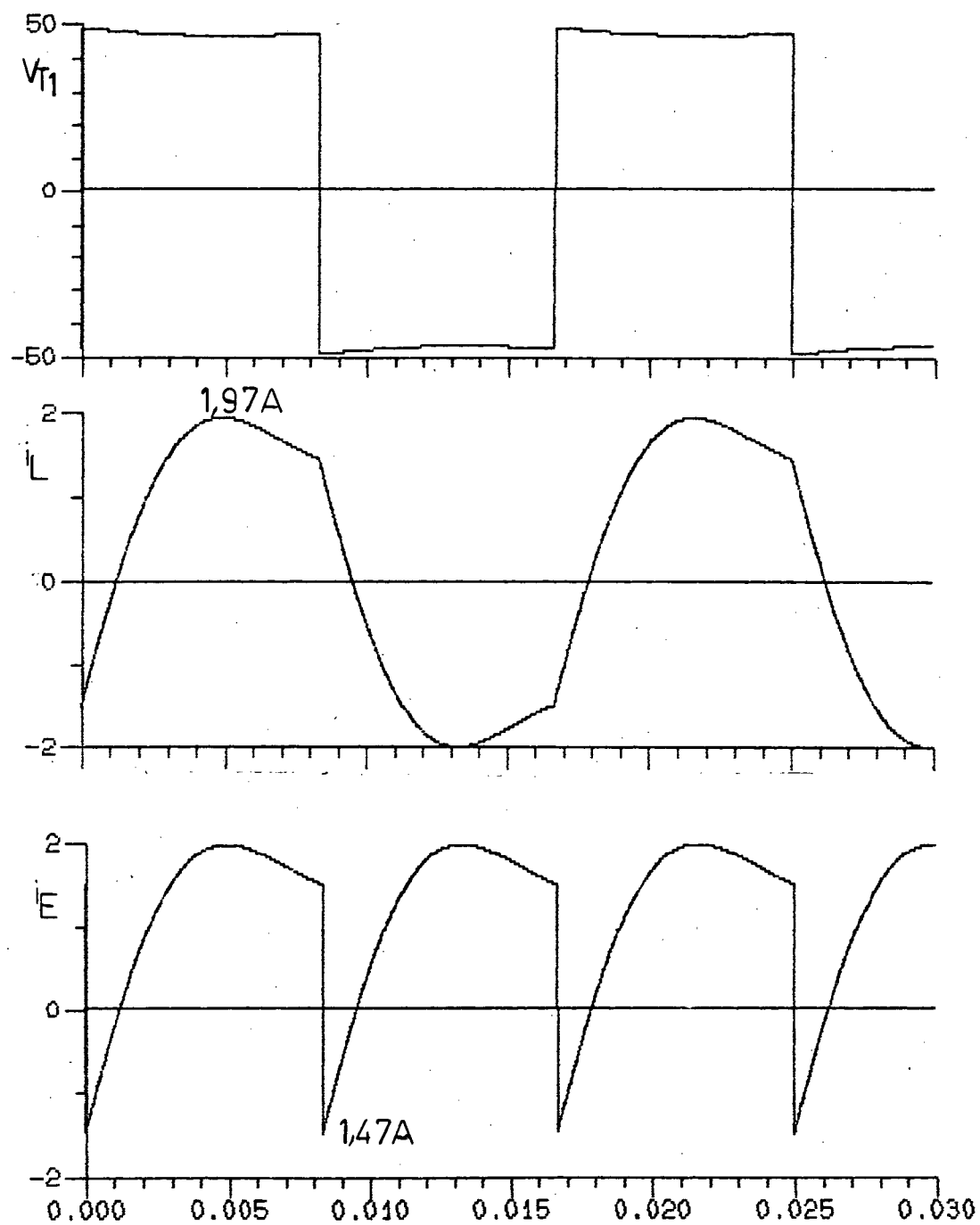
Na Figura 5.24, tem-se a foto de um ensaio com estes valores de L e C. Nota-se que os resultados são bem próximos da simulação.

Na foto tem-se a tensão de saída do inversor, tensão e corrente de carga. Pode-se enxergar a defasagem provocada pelo filtro e o ângulo do fator de potência da carga.

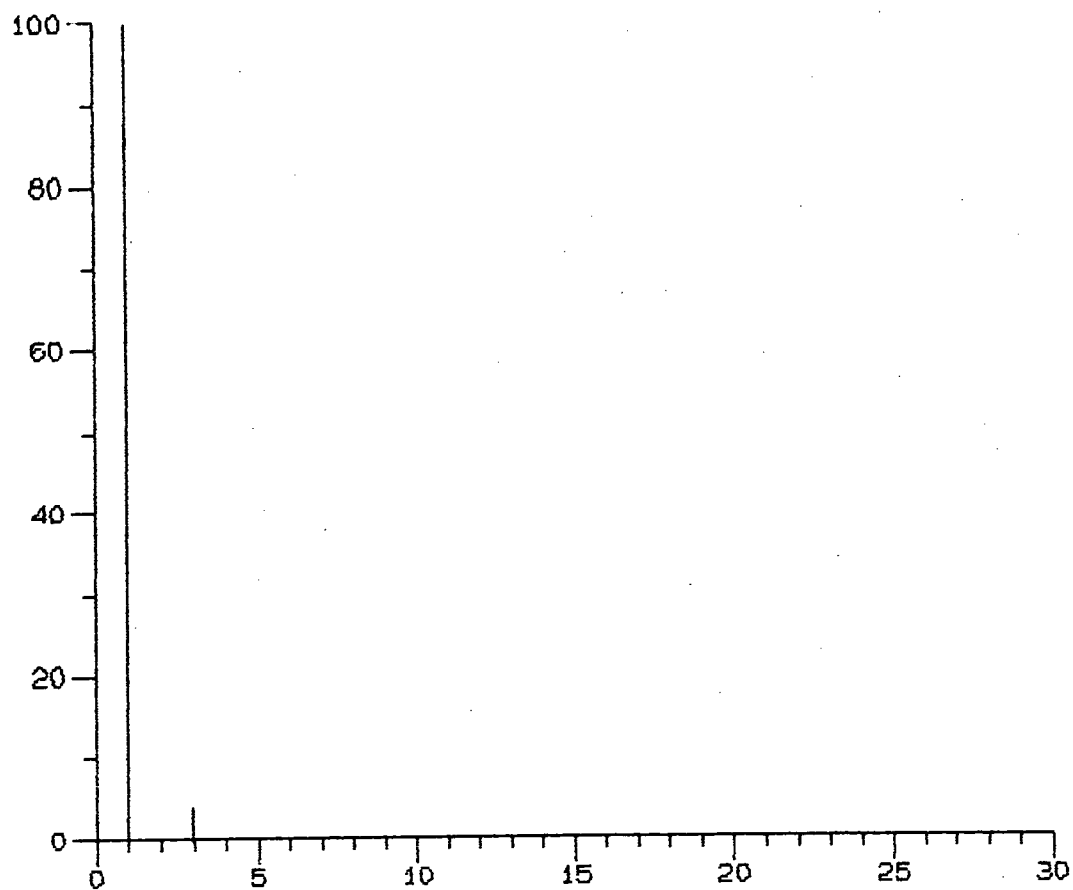


(a)

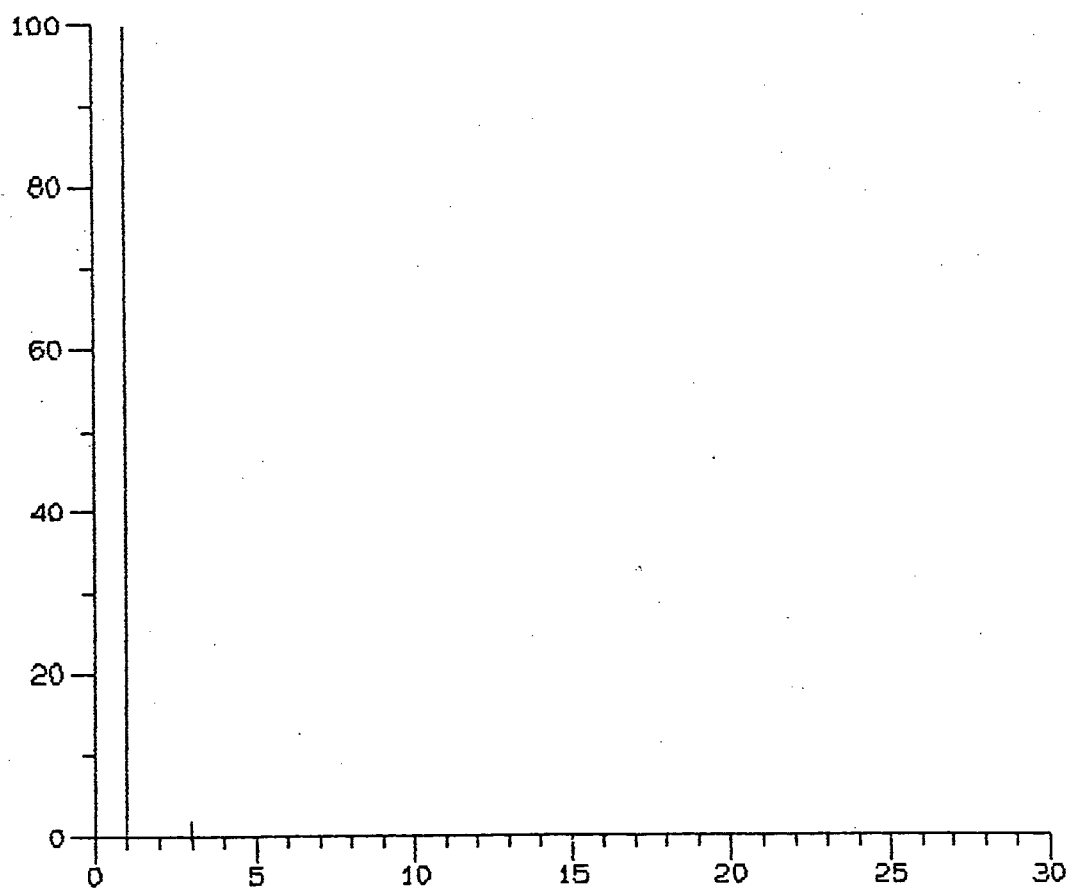
FIGURA 5.22 - (a), (b) - Resultados Obtidos.



(b)



(a)



(b)

FIGURA 5.23 - (a) Tensão na Carga

(b) Corrente na Carga

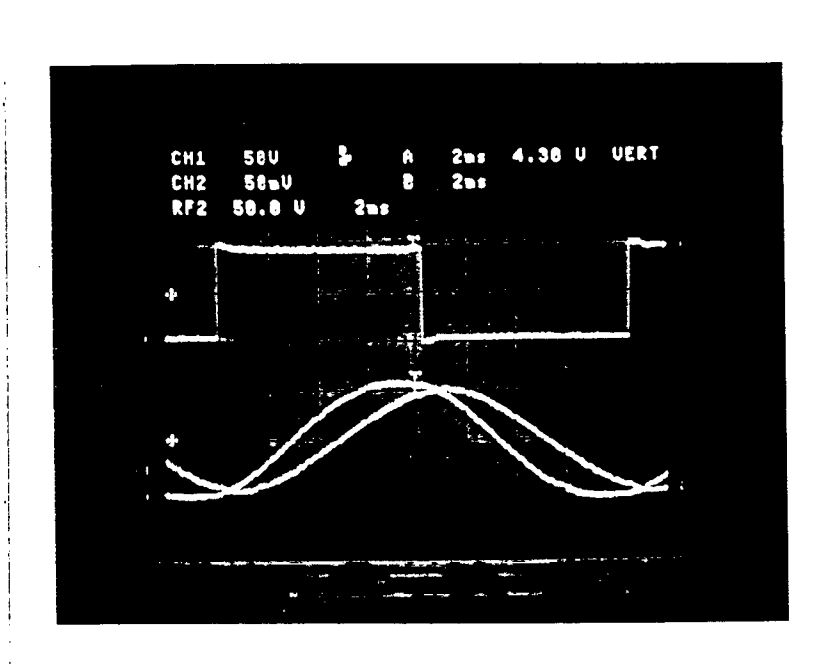


FIGURA 5.24 - Ensaio da Estrutura com o Filtro

LC, $L = 80 \text{ mH}$ e $C = 100 \mu\text{F}$

5.5 - Simulação de Falta do Sistema C.A.

Na falta do sistema C.A., a fundamental da tensão de saída do inversor deve estar em fase com o sistema C.A., caso contrário a carga que estiver sendo alimentada sentirá um transitório proveniente desta diferença de fase, o que não é desejável. A amplitude da fundamental da tensão de saída do inversor deverá ser próxima da amplitude do sistema C.A..

Com os valores do filtro LC iguais a:

$$L = 80 \text{ mH}$$

$$C = 100 \mu\text{F}$$

e utilizando-se a configuração da Figura 5.25, simulou-se a falta da rede para vários instantes.

Para desconectar o sistema C.A., quando da sua falta,

foi incorporada uma chave estática na simulação.

Com a finalidade de que a fundamental da tensão de saída do inversor esteja em fase com o sistema C.A., quando este faltar, a tensão de saída do inversor está defasada.

As Figuras 5.6 a e b, 5.27 a e b representam os resultados obtidos para vários instantes de falta do sistema C.A..

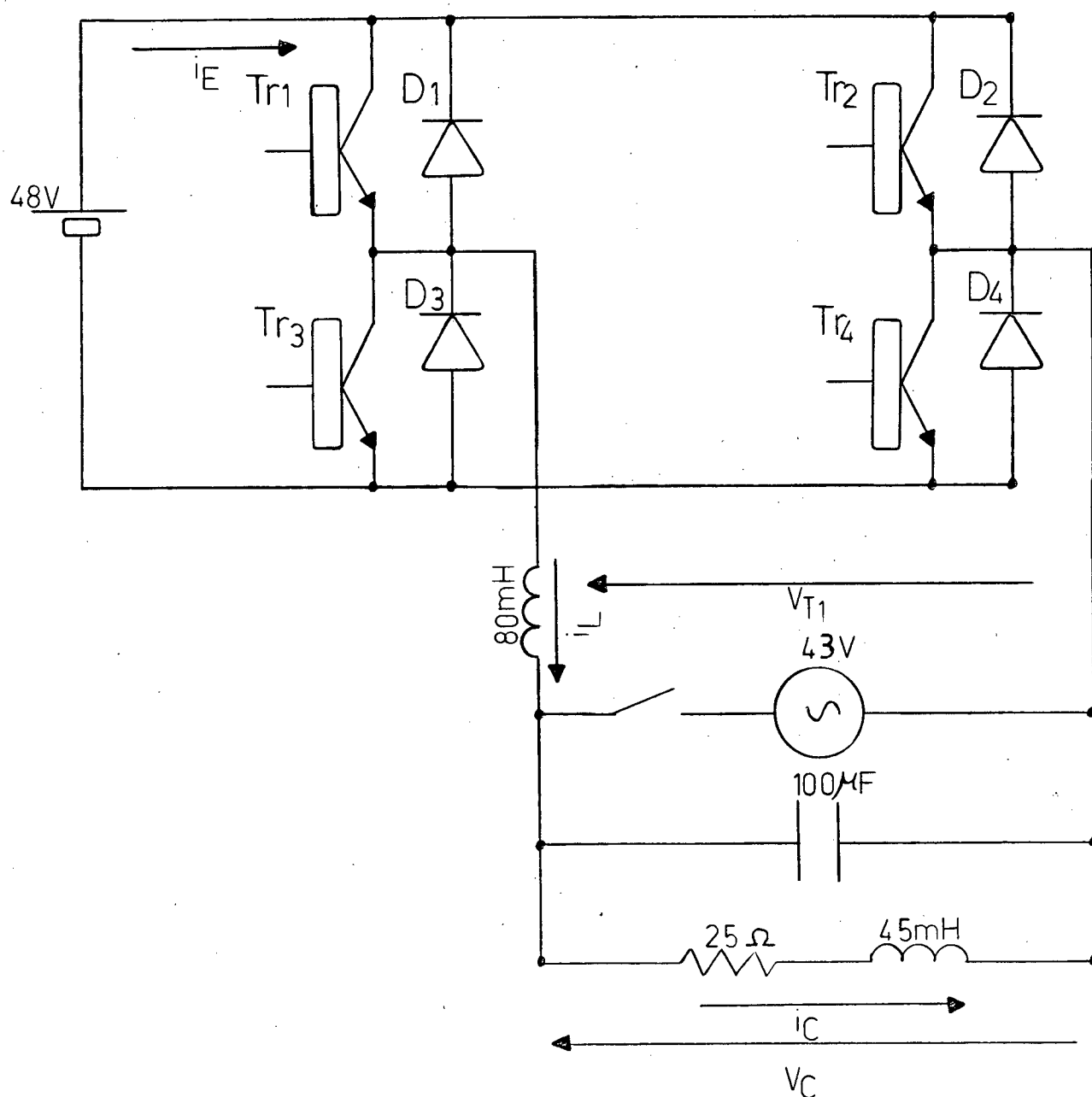
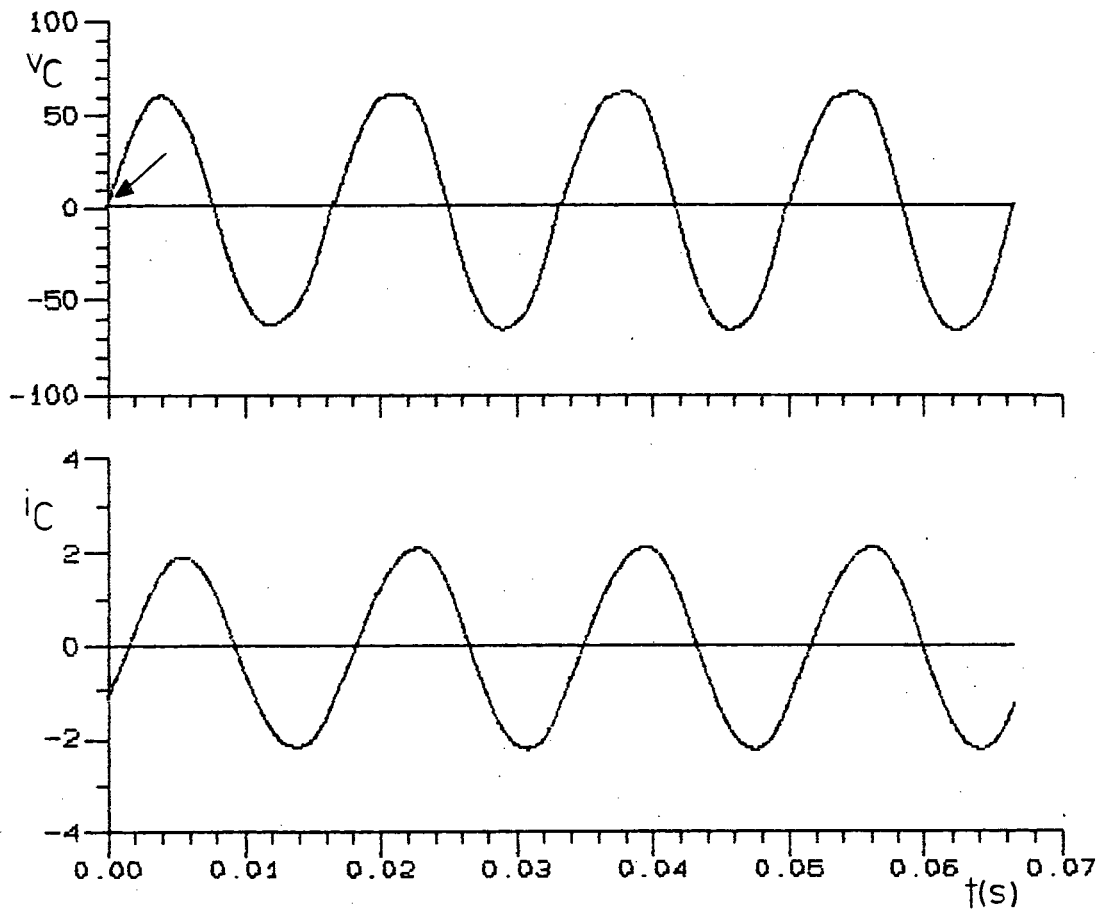


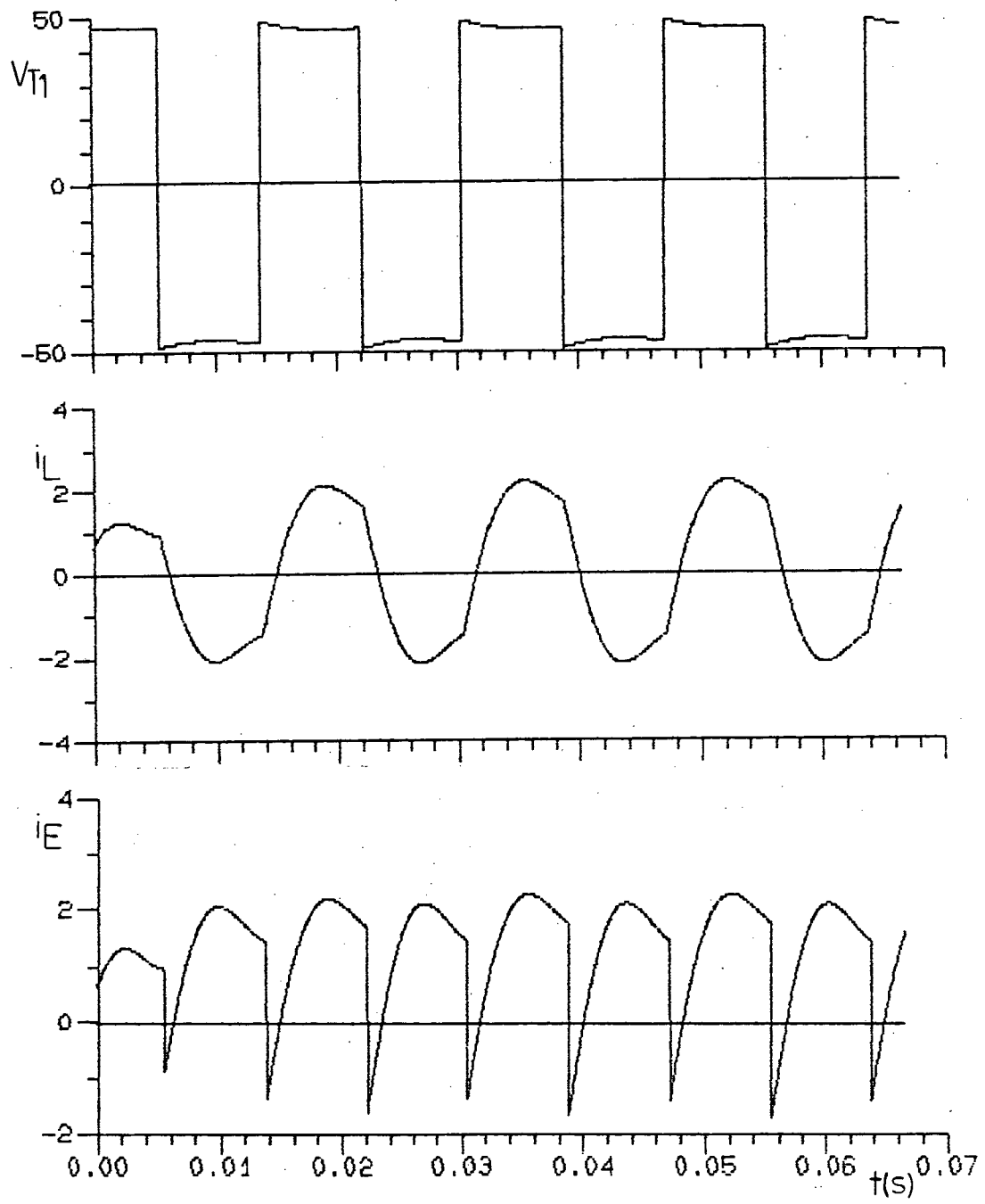
FIGURA 5.25 - Configuração Utilizada para Simulação da Falta do Sistema C.A..



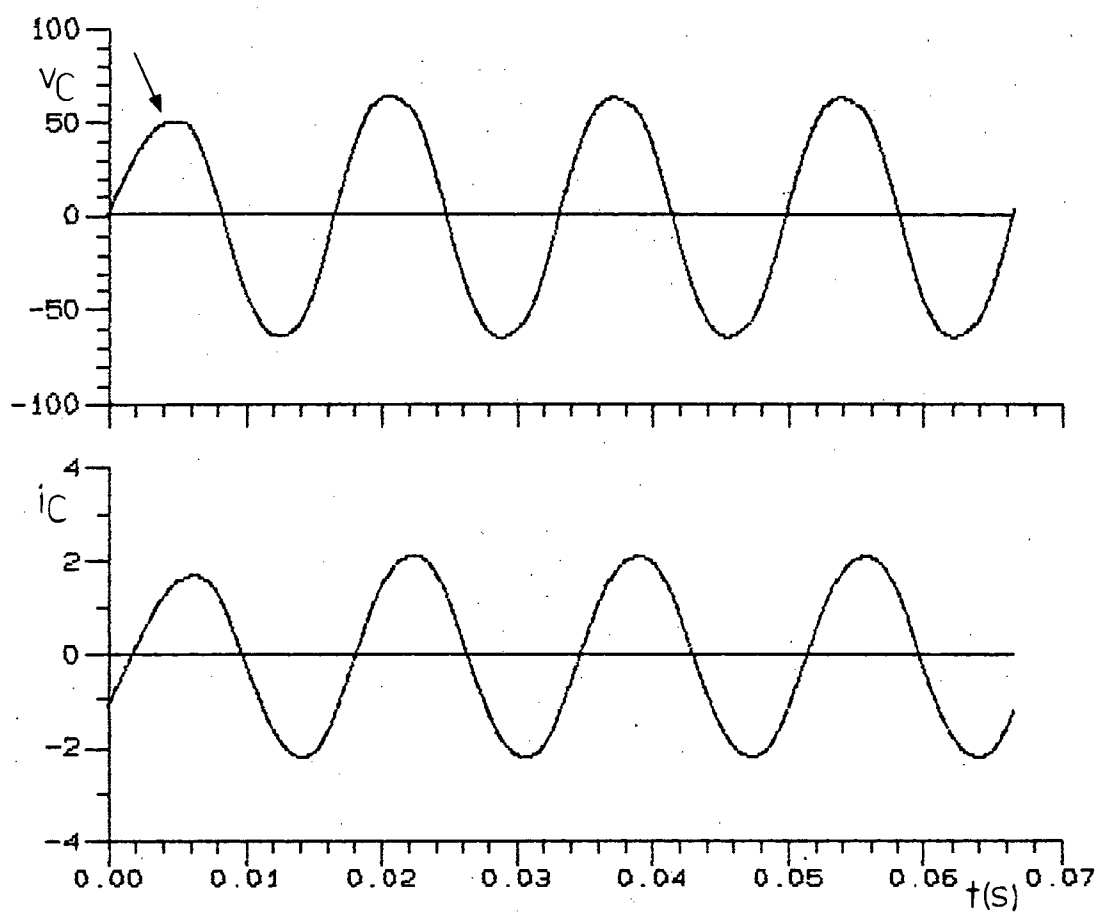
(a)

FIGURA 5.26 - Falta do Sistema C.A em $\omega t=0^0$

(a), (b) Resultados Obtidos.



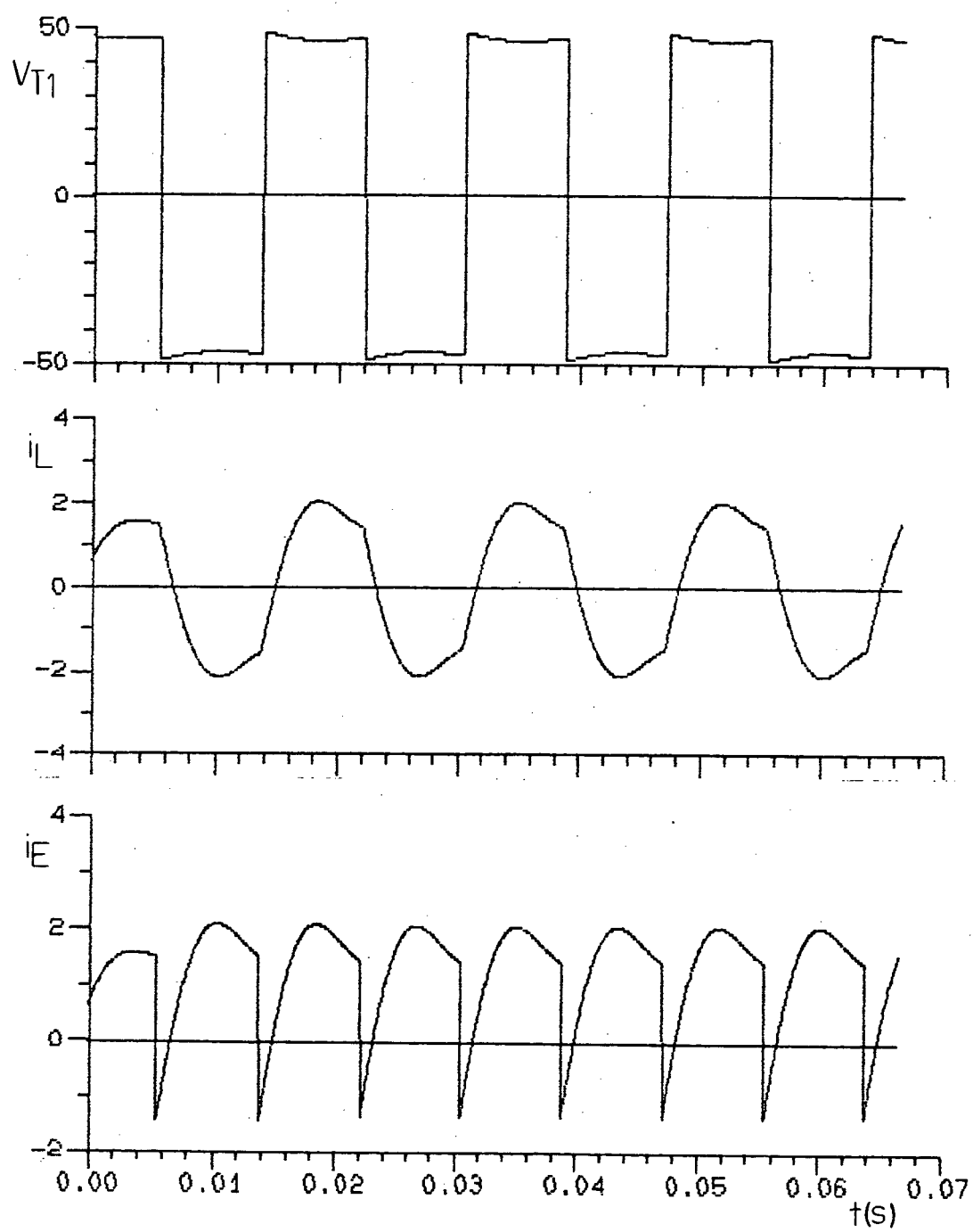
(b)



(a)

FIGURA 5.27 - Falta do Sistema C.A. em $\omega t = 90^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos.



(b)

5.6 - Simulação da Volta do Sistema C.A.

Para que o sistema C.A., no seu retorno, possa operar, algumas condições devem ser respeitadas. Estas condições seriam:

- Sincronismo e fase do inversor com o sistema C.A..
- Tensão da fundamental próxima da tensão do sistema C.A.
- etc...

Se estas condições foram obedecidas, o sistema C.A. pode voltar a operar normalmente.

Utilizando a configuração da Figura 5.23 simulou-se a volta do sistema C.A. para vários instantes.

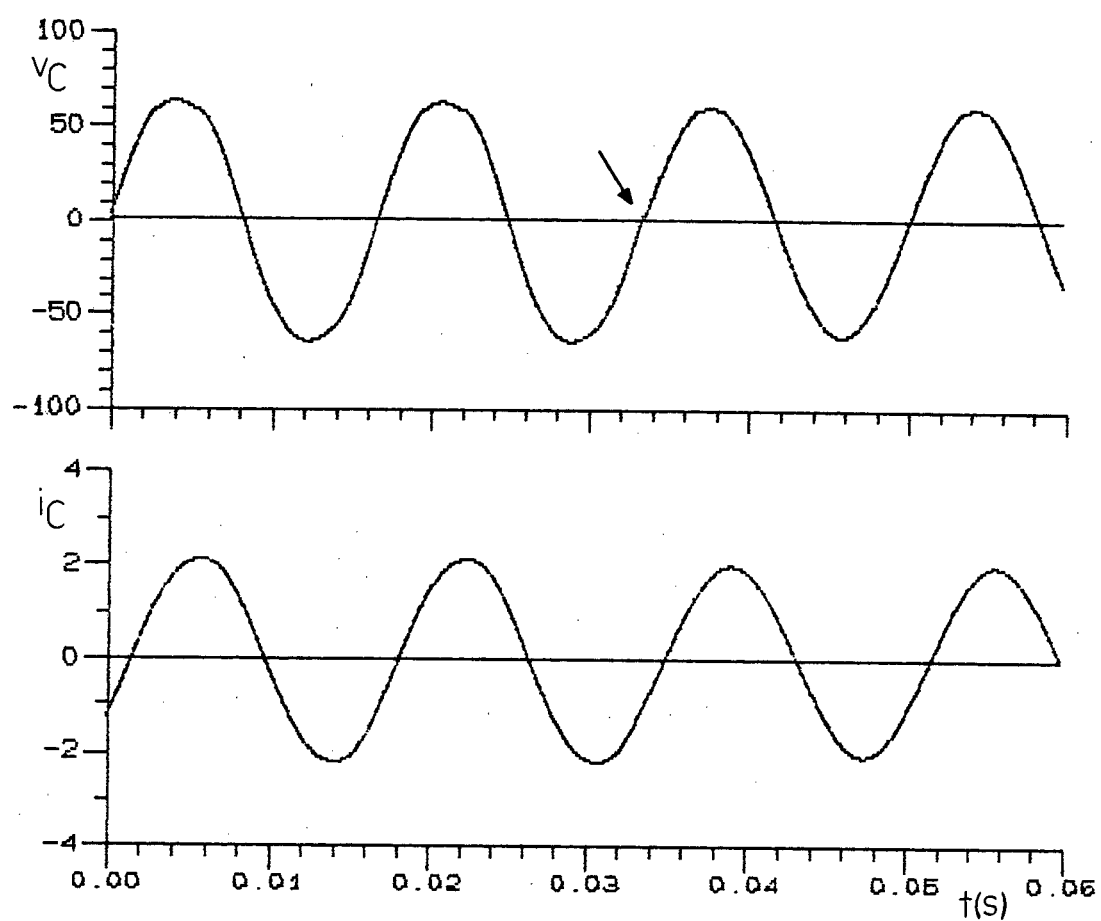
As Figuras 5.28 a e b e 5.29 a e b representam os resultados obtidos.

Para facilitar a observação do instante da volta do sistema C.A. colocou-se uma seta neste instante.

Na volta do sistema C.A., o inversor está alimentando a carga e continuará alimentando até o momento em que o controle o coloque na condição de retificador, enquanto isto, não será exigida a corrente da rede, pela carga.

A defasagem necessária ao inversor, para que fique em fase com o sistema C.A., é dada pelo filtro LC.

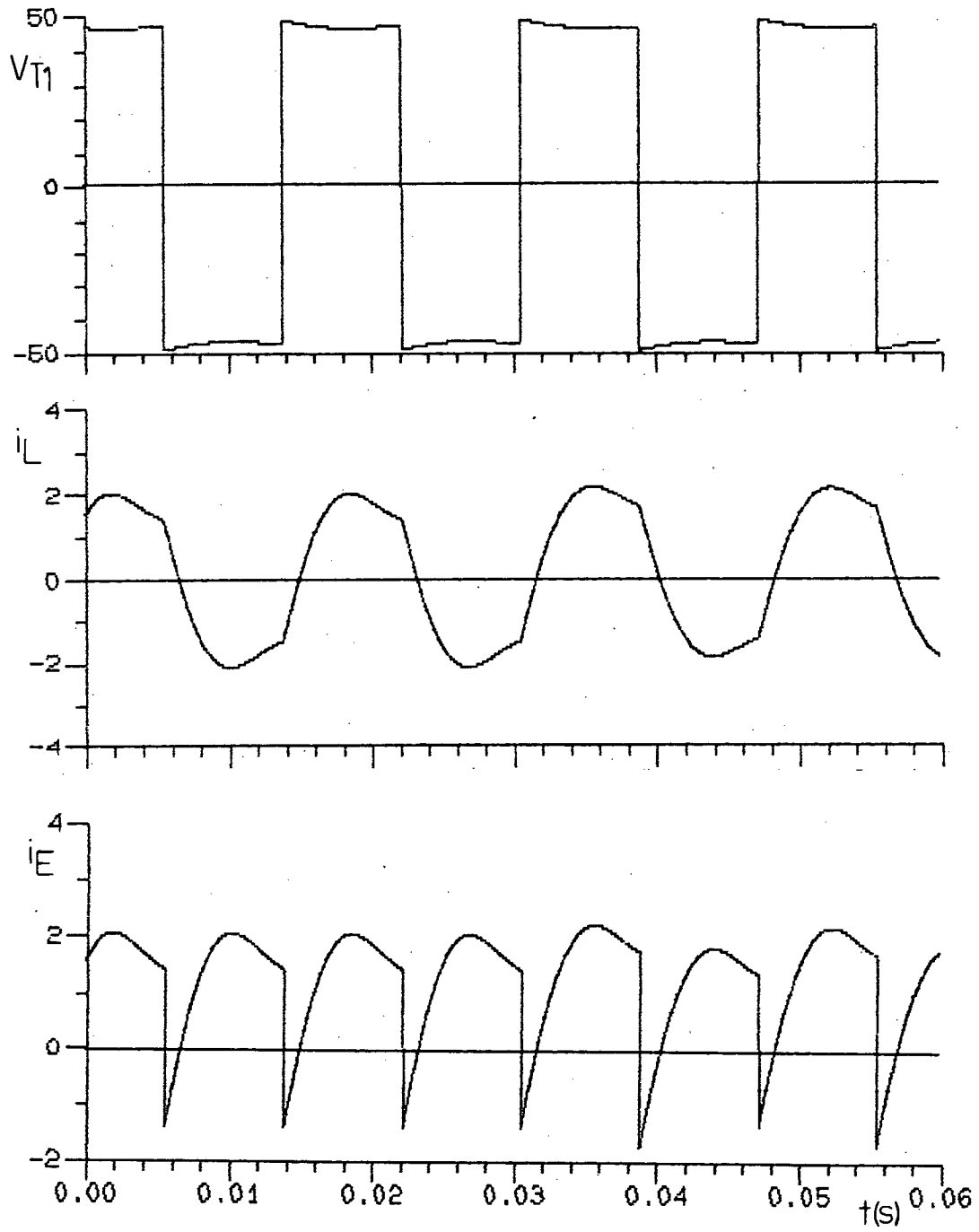
O controle é feito mudando-se a referência de tensão do circuito da Figura 4.13. , para que não ocorra diferença de fase na falta ou volta da rede.



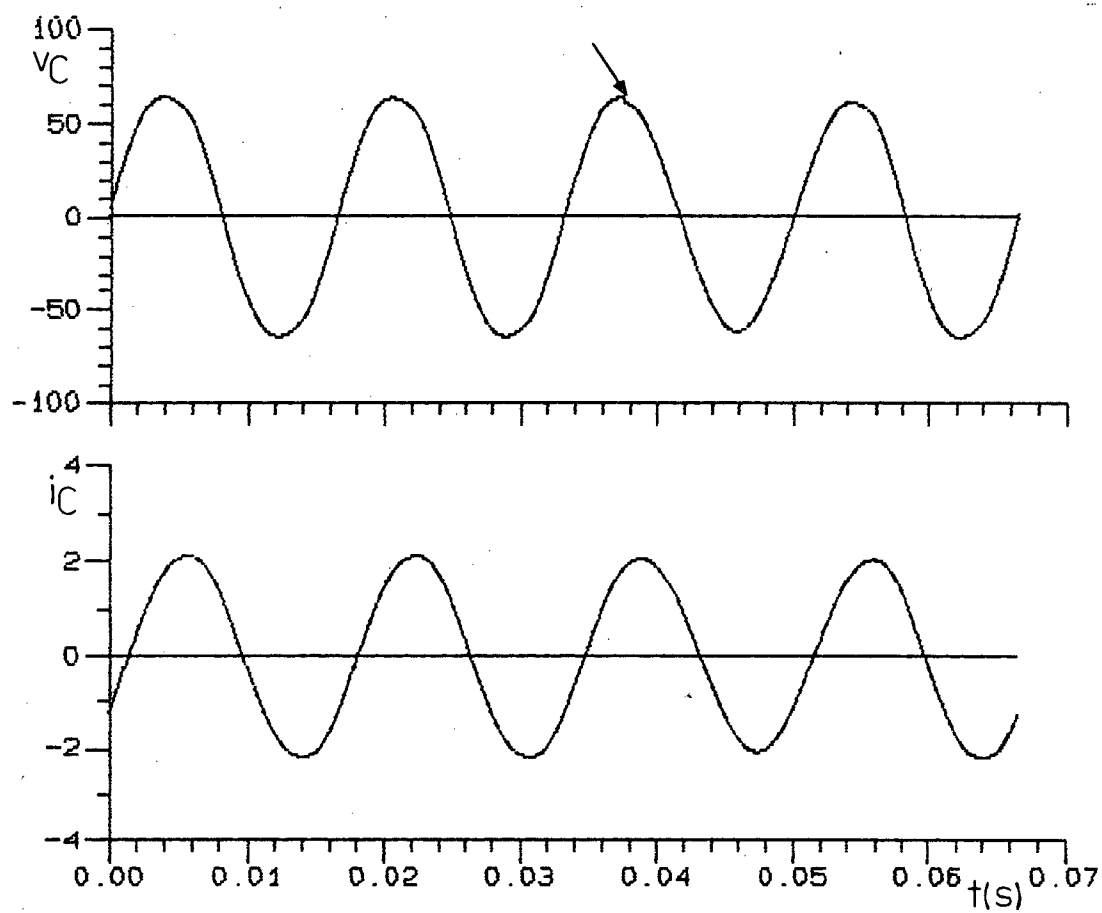
(a)

FIGURA 5.28 - Volta do Sistema C.A. em $\omega t=0^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos



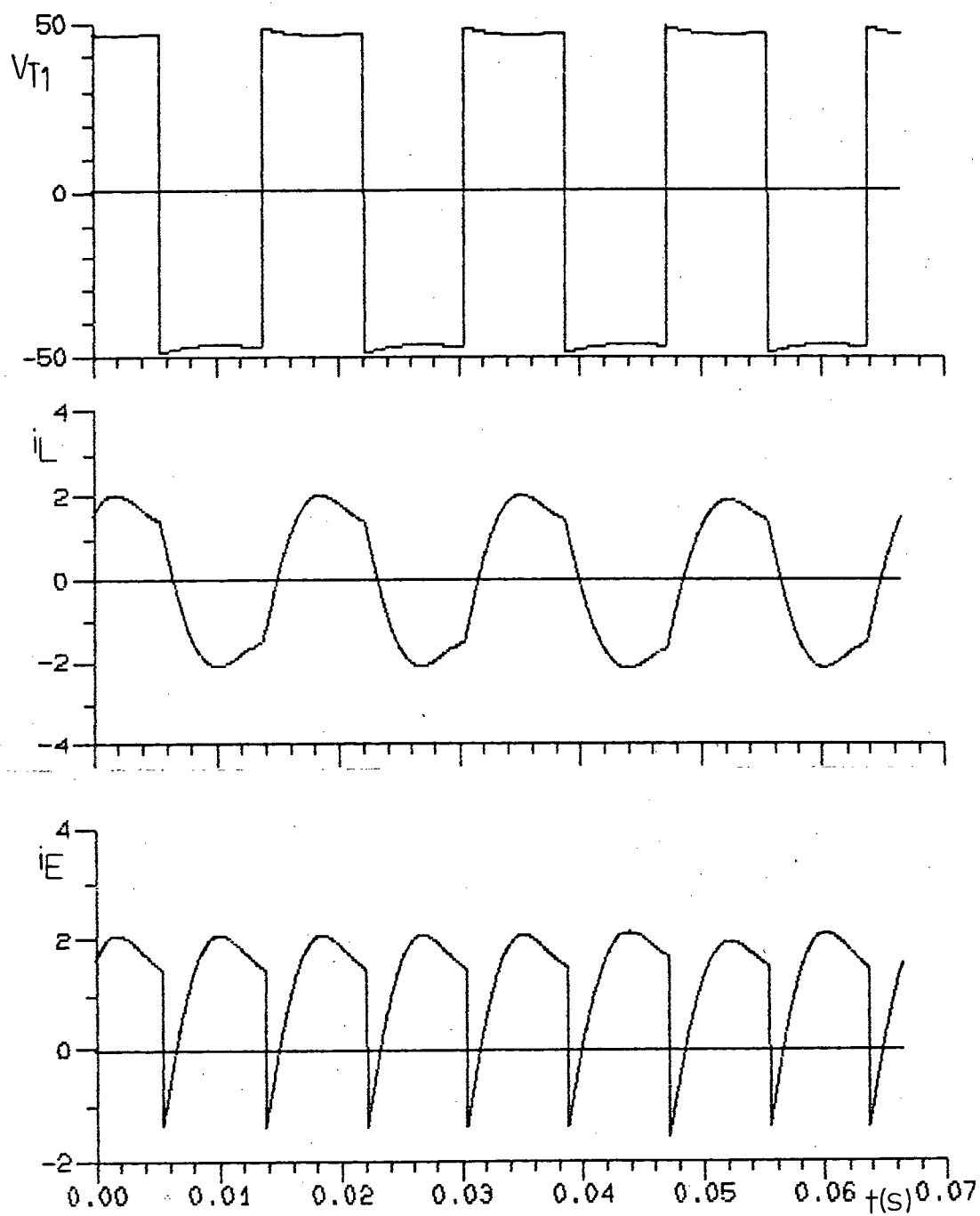
(b)



(a)

FIGURA 5.29 - Volta do Sistema C.A. em $\omega t = 90^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos



(b)

5.7 - Ensaaios da Falta e Volta do Sistema C.A.

Após as simulações da falta e volta do sistema C.A. e pelos resultados obtidos partiu-se para os ensaios da estrutura nestas condições.

A configuração utilizada para os ensaios é a mesma da simulação e está representada na Figura 5.25.

A tensão de saída do inversor foi defasada, de tal forma que a sua fundamental fique em fase com a tensão do sistema C.A..

Para que a volta ou falta do sistema C.A. fosse evidenciado, fez-se com que a tensão do sistema C.A. seja menor do que a tensão da saída do inversor após o filtro (tensão na carga). Desta forma, pode-se através das fotos dos ensaios, notar o instante da volta ou falta do sistema C.A..

A Figura 5.30 mostra a tensão e corrente de carga para a situação de volta do sistema C.A. e a Figura 5.31 de falta.

O comportamento da estrutura é o mesmo das simulações e já foi mencionado.

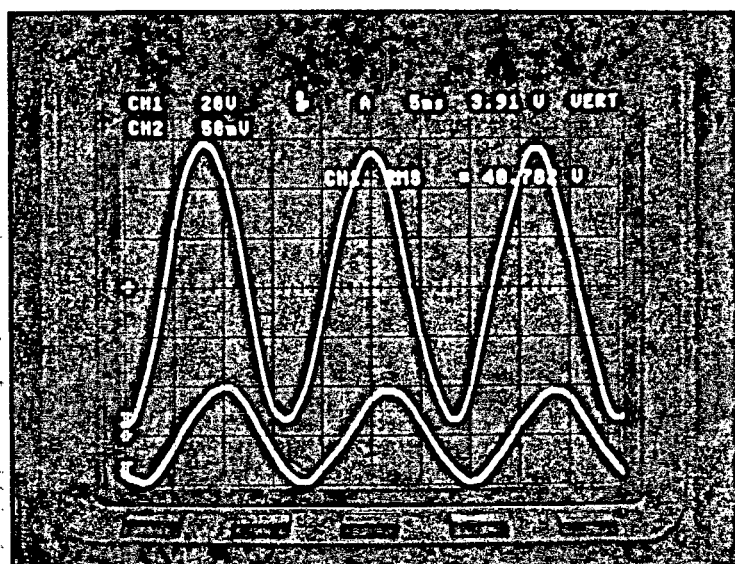


FIGURA 5.30 - Tensão e Corrente de Carga na Volta do Sistema C.A..

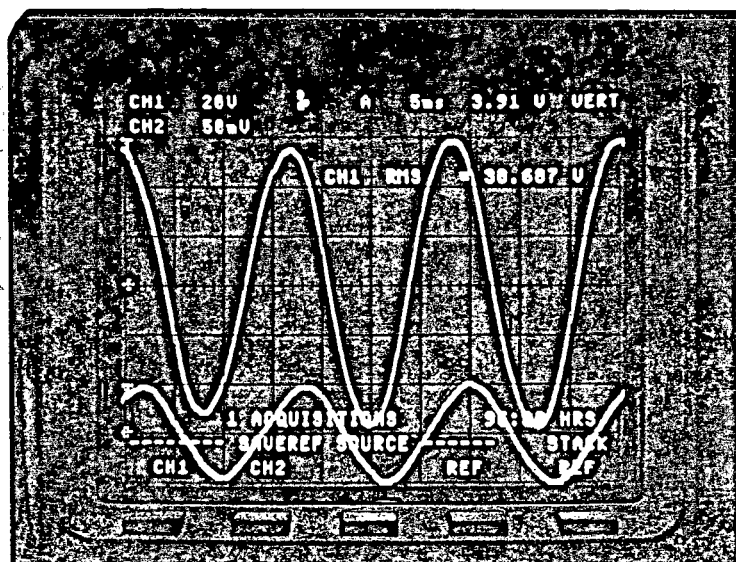


FIGURA 5.31 - Tensão e Corrente de Carga na Falta do Sistema C.A..

5.8 - Conclusões

Neste capítulo demonstrou-se como verificar o comportamento de I_{md} e i_{ef} em função do valor do indutor L .

O valor do indutor L deve ser o calculado para o filtro LC e depois verifica-se os níveis de I_{md} e i_{Lef} .

Os resultados obtidos pelo ensaio da estrutura na presença do sistema C.A. são satisfatórios e alguma diferença com relação ao esperado deve-se em parte a má qualidade da tensão do sistema C.A. e a problemas de enrolamento do indutor utilizado que provocaram alguma distorção na corrente i_E e i_L .

O filtro LC dimensionado satisfaz ao esperado.

Os ensaios da volta ou falta do sistema C.A. tiveram os mesmos resultados que os obtidos por simulação, o que só vem dar consistência a esta nova estrutura inversora.

C A P Í T U L O 6

INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO A TRANSISTORES DE POTÊNCIA COM MODULAÇÃO PWM

6.1 - Introdução

Neste capítulo será abordada a possibilidade do uso de modulação PWM na estrutura proposta.

Verificou-se durante o trabalho a possibilidade de utilizar a modulação PWM na estrutura proposta, sem maiores modificações no comando.

Simulou-se a estrutura com modulação PWM.

A modulação PWM utilizada foi a de padrão fixo armazenado em memória.

A modulação PWM mostrou-se conveniente e desejável.

6.2 - Objetivos da Modulação

O objetivo principal da modulação PWM (modulação por largura de pulsos) é obter o controle da variável de saída (tensão ou corrente) e/ou a eliminação (ou redução) de harmônicos.

Como a modulação utilizada é a de padrão fixo, o seu objetivo será apenas a eliminação dos harmônicos de baixa ordem. A redução dos harmônicos de baixa ordem é desejável, pois estes harmônicos são de difícil filtragem, exigindo filtros dispendiosos. Com a modulação, a tensão de saída do inversor conterá harmônicos de

ordem elevada que podem ser filtrados com mais facilidade. Desta forma reduz-se custos, peso e volume dos filtros e obtêm-se formas de onda de tensão e corrente com baixa distorção harmônica.

Outro objetivo da modulação PWM é a obtenção de uma frequência de ressonância elevada, desta forma, o filtro LC, a ser empregado, praticamente não defasará a fundamental da tensão de saída do conversor. Para que isto seja possível a modulação PWM deverá ter um número de pulsos elevados, de tal forma que a frequência de ressonância do filtro seja igual ou maior a 10 vezes a frequência de saída do inversor. Como demonstra a Figura 5.9.

Em [20] é tratado com maior profundidade a modulação PWM utilizada.

6.3 - Simulação da Estrutura com Modulação PWM

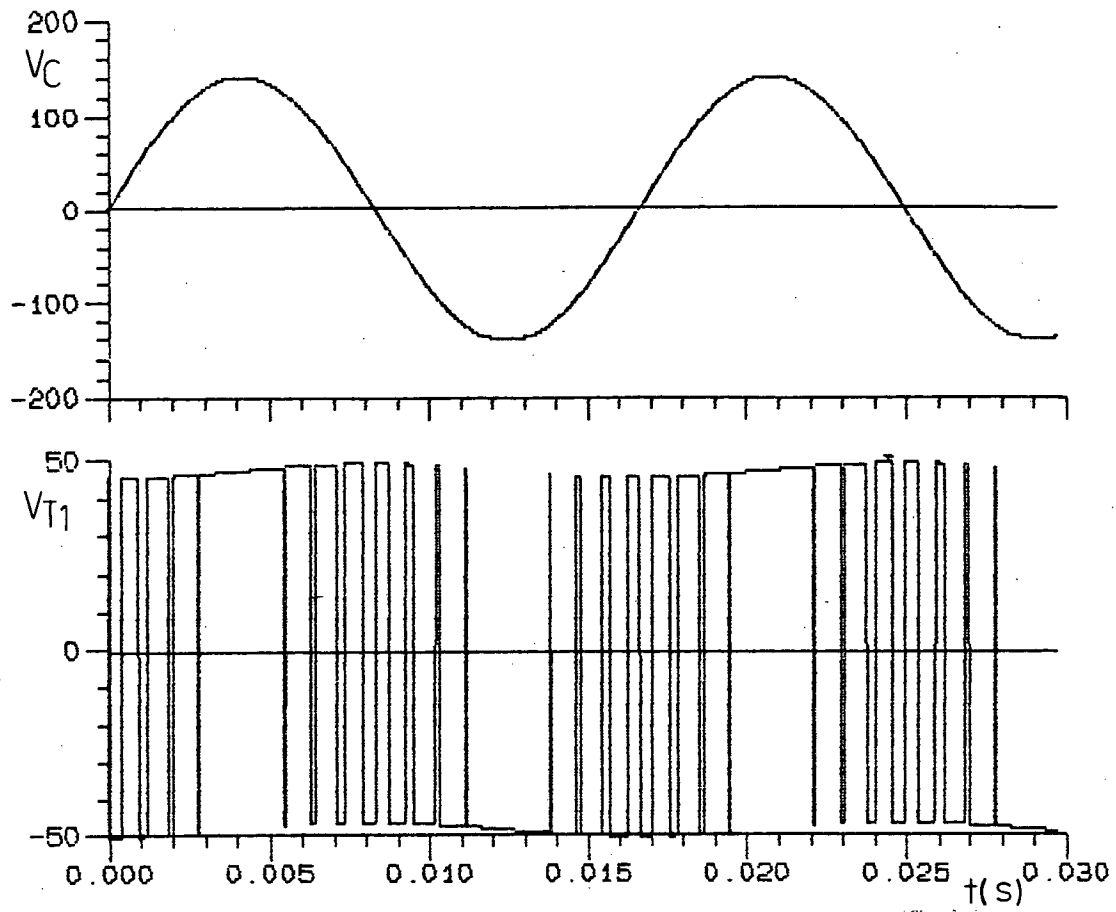
Com a finalidade de verificar a viabilidade do uso da modulação PWM, na estrutura inversora proposta, simulou-se a estrutura com esta modulação.

6.3.1 - Simulação da Estrutura Inversora na Presença do Sistema C.A.

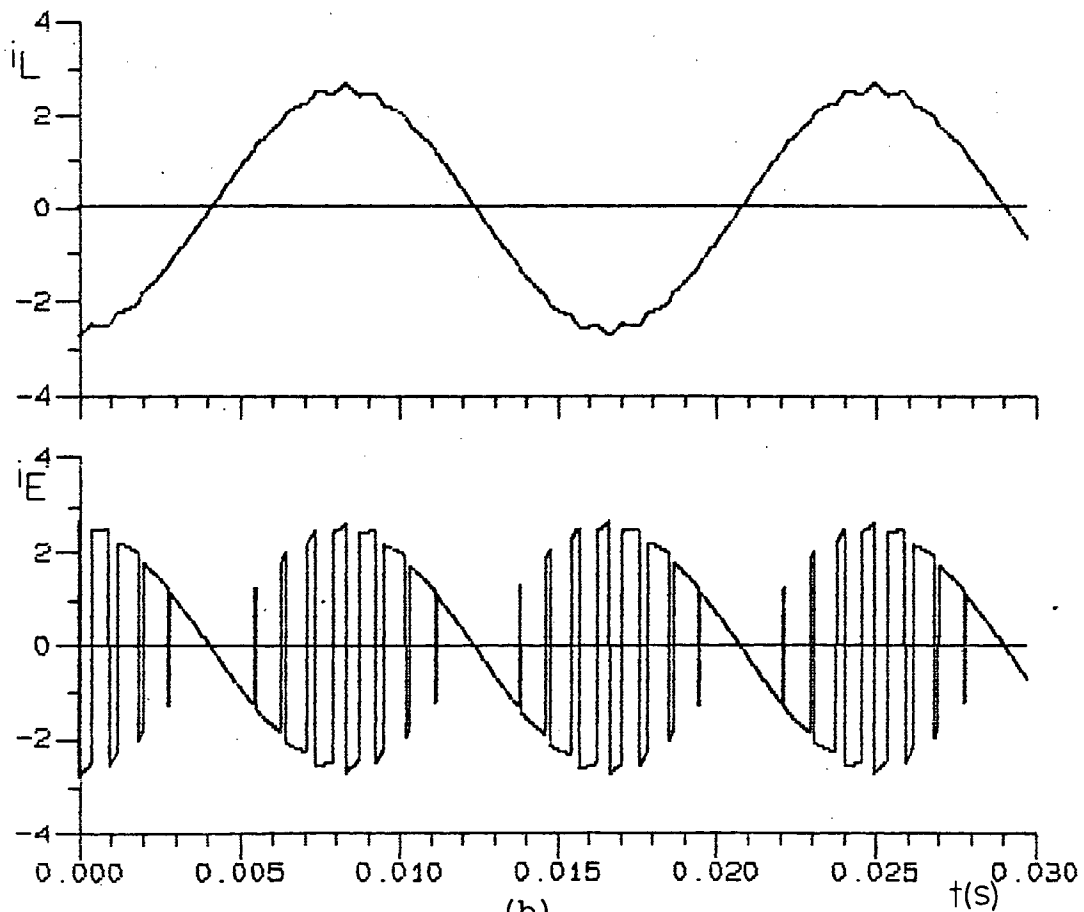
Simulou-se a estrutura para diferentes valores do ângulo α .

As formas de onda obtidas estão representadas nas Figuras 6.1a e b, 6.2.a e b, 6.3a e b e 6.4a e b.

A configuração utilizada para a simulação está representada na Figura 3.6.



(a)



(b)

FIGURA 6.1 - Simulação para $\alpha=0^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos.

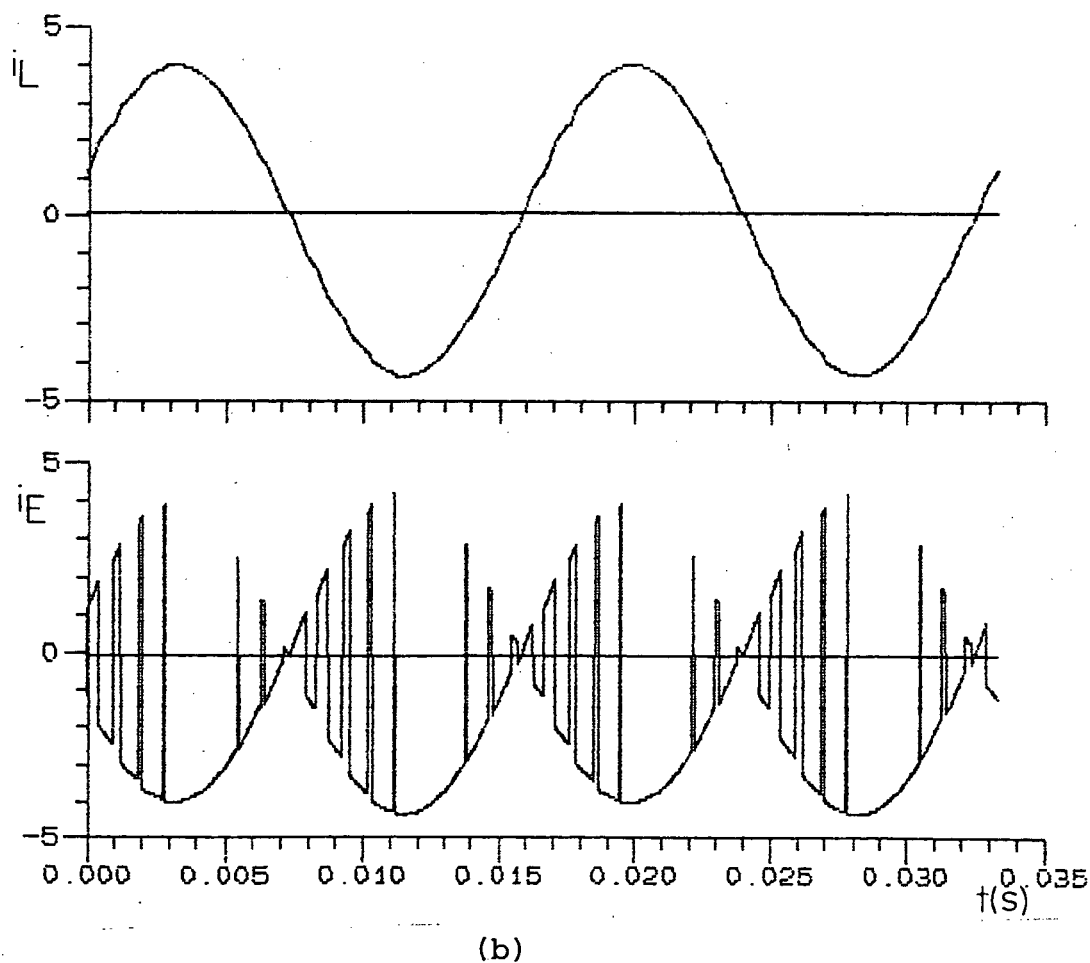
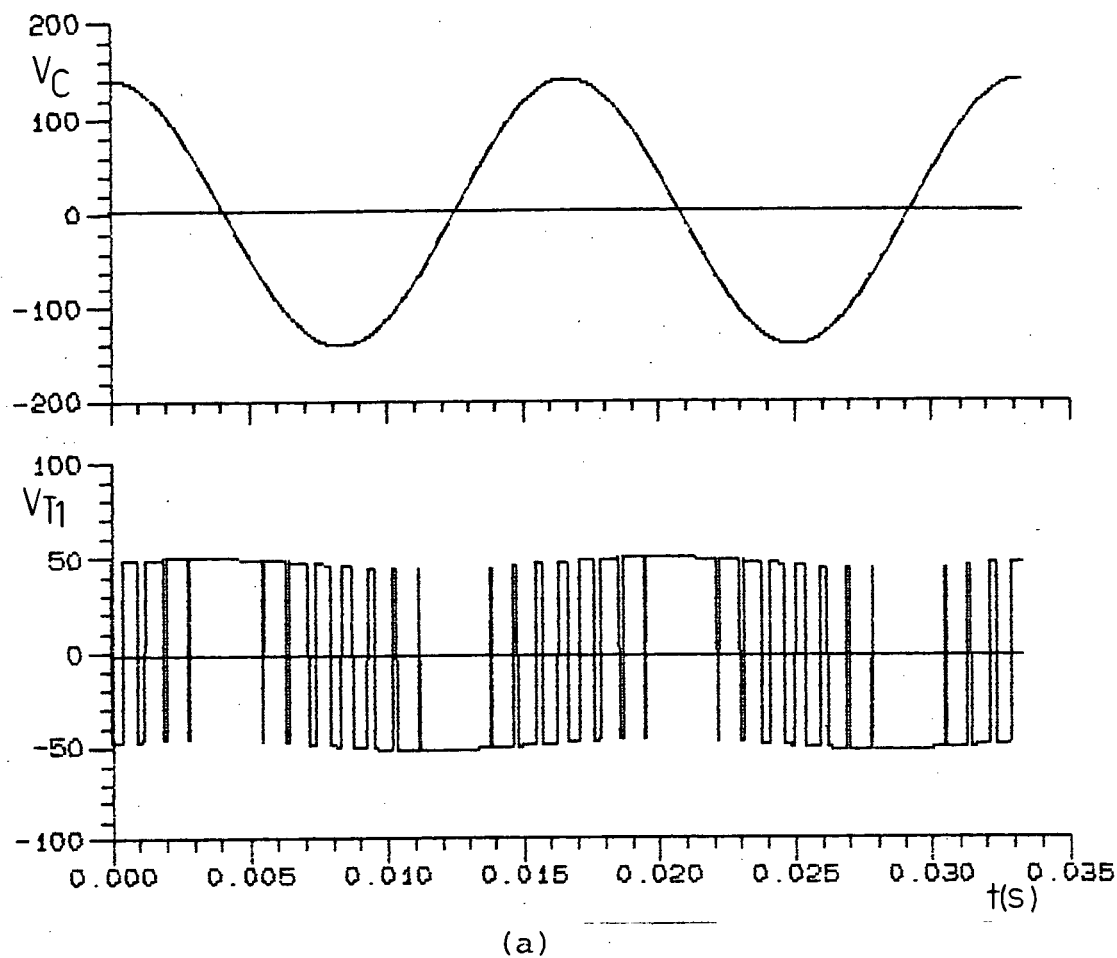
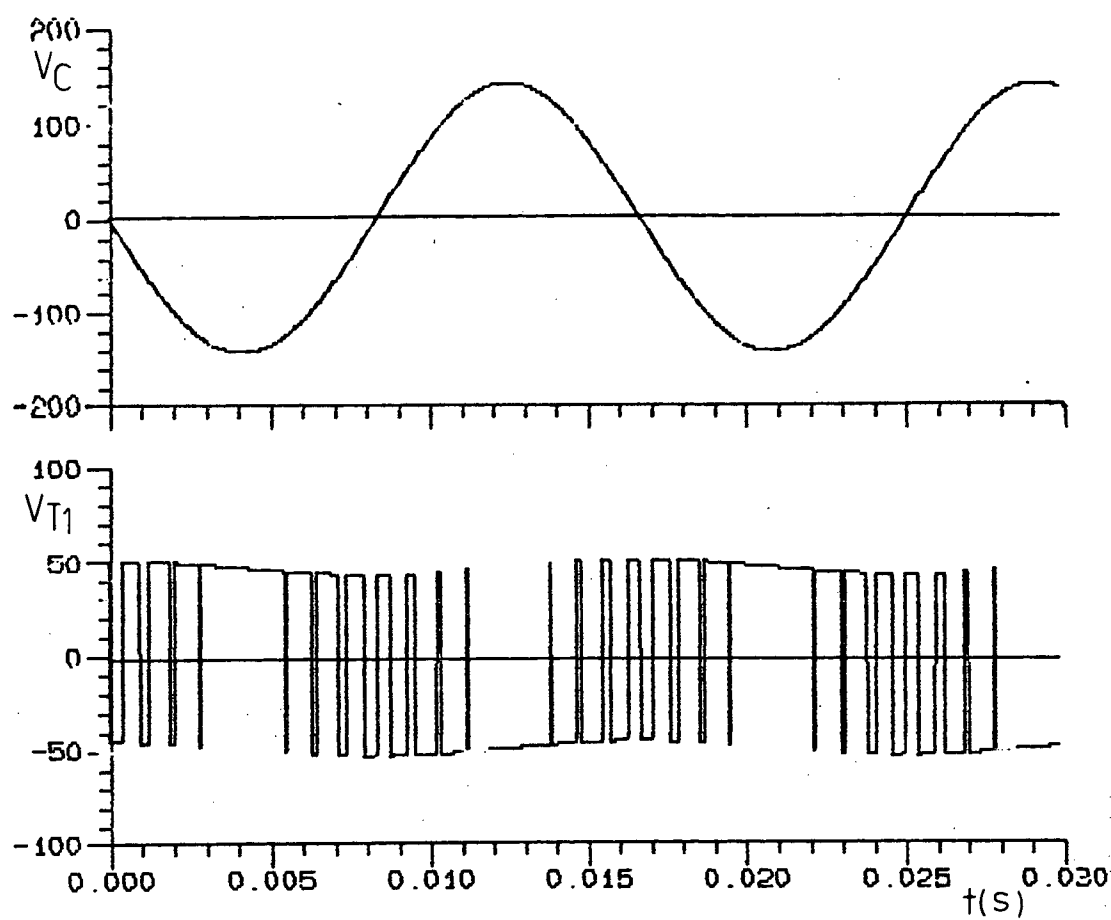
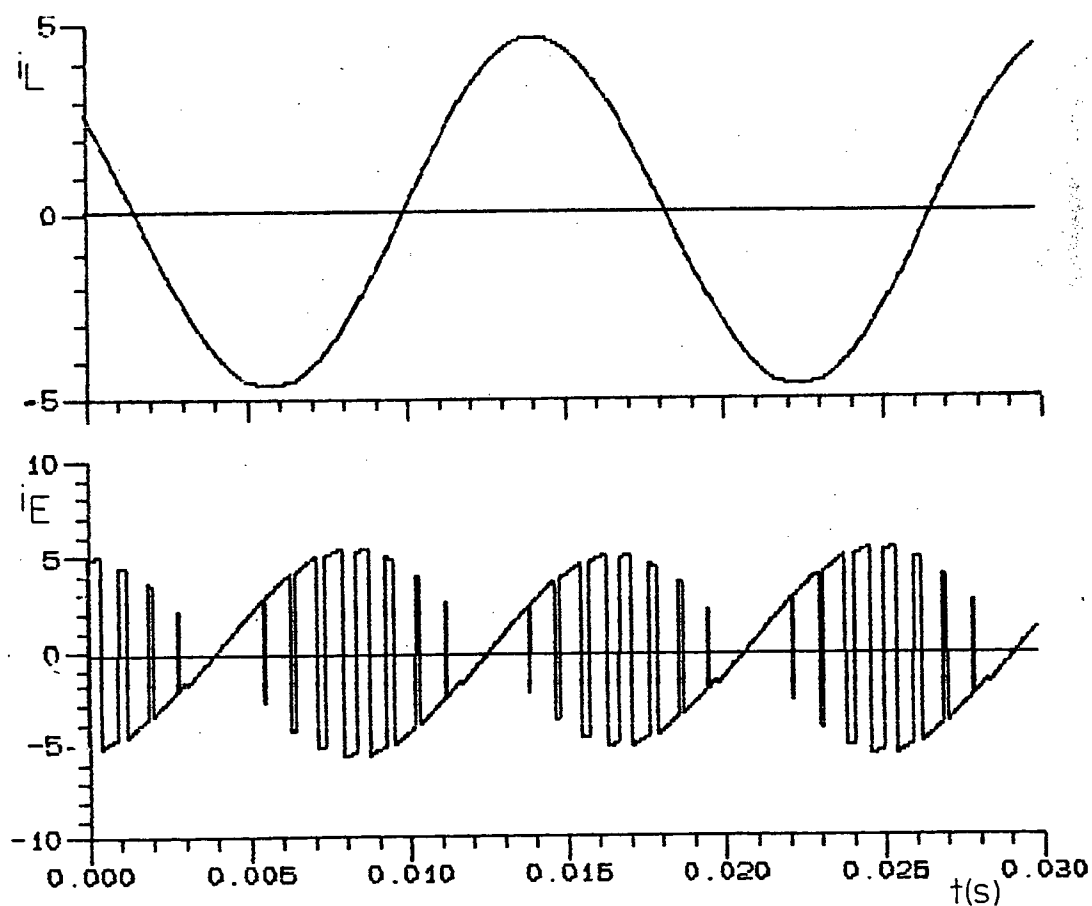


FIGURA 6.2 - Simulação para $\alpha=90^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos



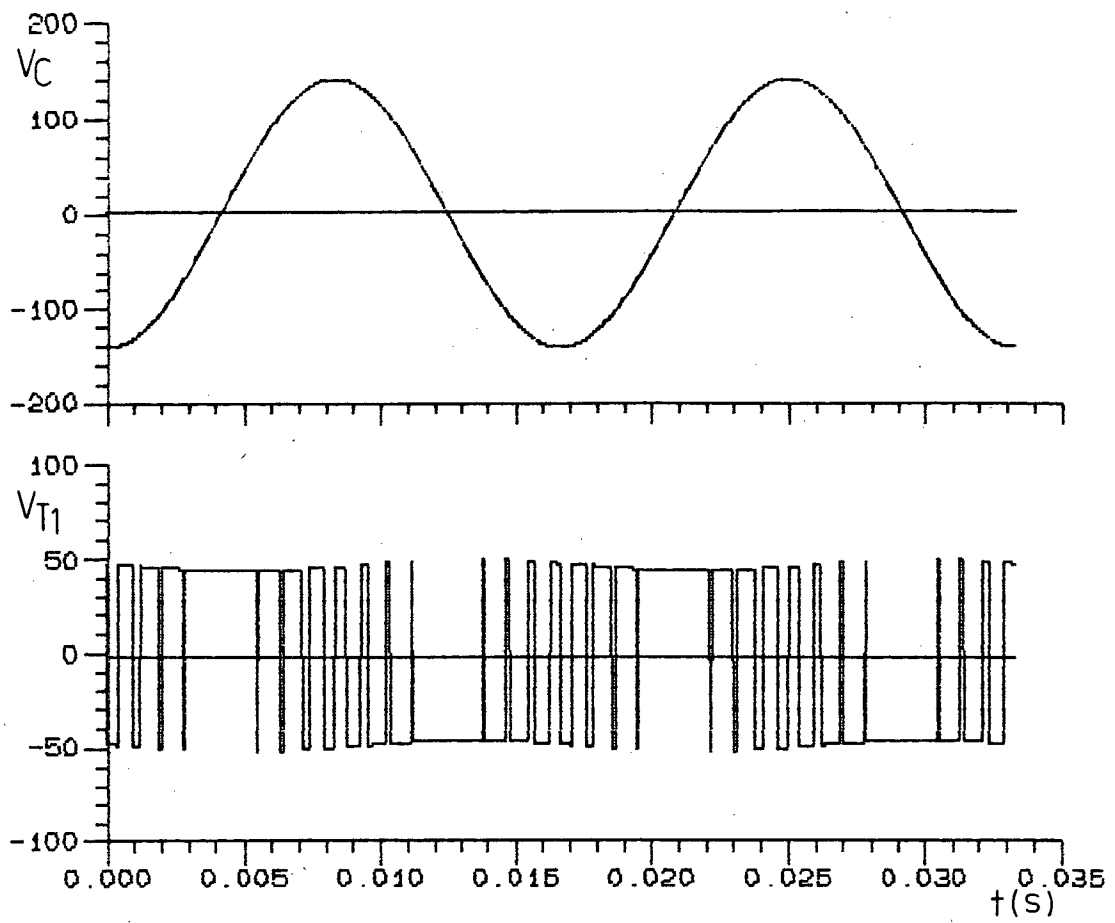
(a)



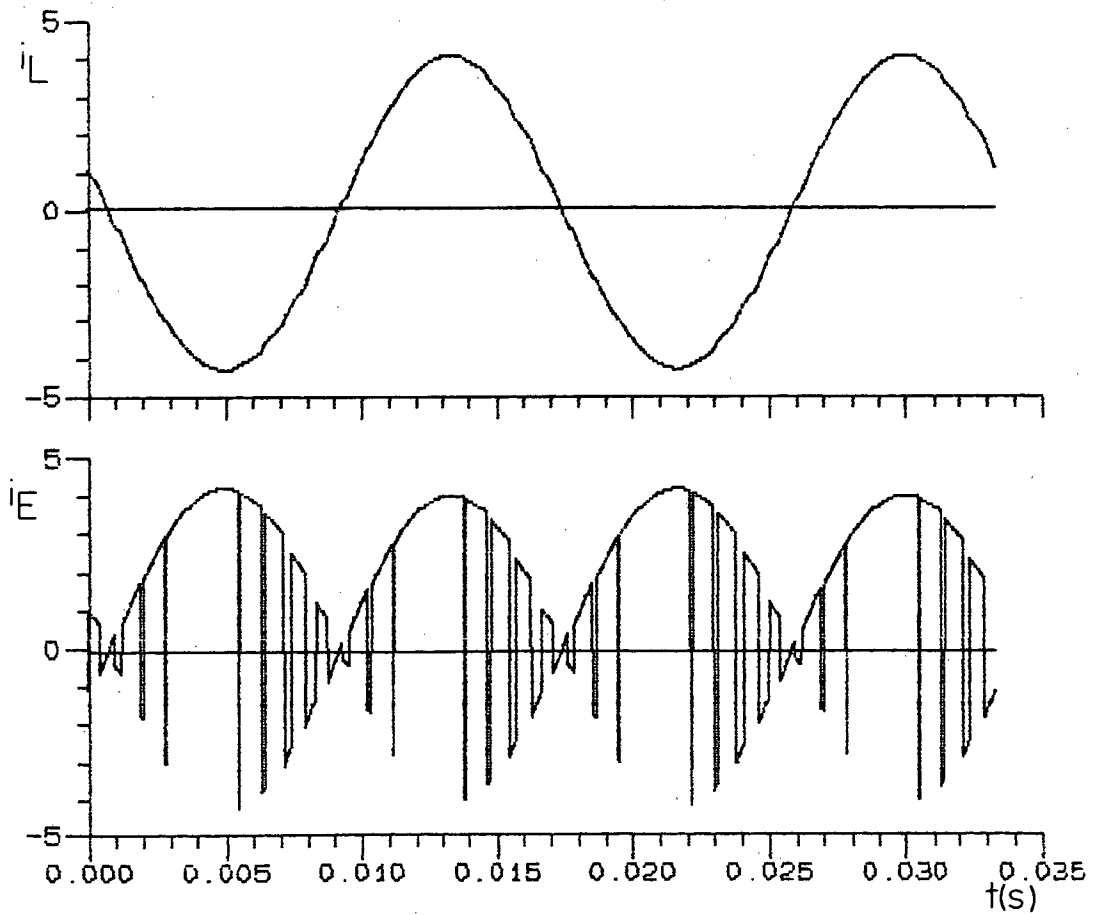
(b)

FIGURA 6.3 - Simulação para $\alpha=180^\circ$

(a), (b) Resultados Obtidos



(a)



(b)

FIGURA 6.4 - Simulação para $\alpha=270^\circ$

(a), (b) Resultados

Comparando-se as Figuras 3.7b e 6.1b, verifica-se de forma clara na Figura 3.7b a presença dos harmônicos de baixa ordem e na Figura 6.1b os harmônicos de ordem elevada, provenientes da modulação empregada.

Mesmo com modulação PWM, o comportamento da estrutura proposta no que diz respeito a potência média não se altera.

Pode-se ver, na Figura 6.1b, que a corrente média que circula na bateria é nula.

Para $\alpha = 90^\circ$ (Figura 6.2b) a corrente média é máxima e a estrutura funciona como retificadora.

Para $\alpha = 180^\circ$ (Figura 6.3b) a corrente média volta a ser nula, mas com nível de corrente maior.

Para $\alpha = 270^\circ$ (Figura 6.4b) a corrente média volta a ser máxima e a estrutura funciona como inversora.

Pode-se verificar pelas Figuras 6.1b, 6.2b, 6.3b e 6.4b que a corrente i_L possui baixa taxa de distorção harmônica sendo aproximadamente uma co-senóide.

Pelos resultados da simulação conclui-se que a modulação PWM é viável e deve ser implementada.

6.3.2 - Dimensionamento do Filtro LC

Em [12], é realizado estudo para a determinação do "filtro ótimo total" para modulação PWM, onde os valores da impedância indutiva e da capacitiva são dadas em p.u., tendo a impedância da carga como impedância padrão.

A Figura 6.5 representa o filtro LC com os valores em p.u., estes valores foram determinados para modulação PWM a 6 pulsos

como a modulação PWM a ser empregada é de 8 pulsos, o filtro LC fica superdimensionado.

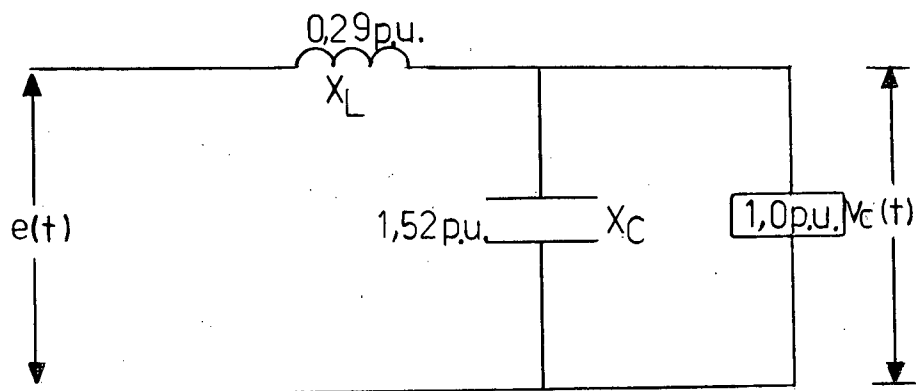


FIGURA 6.5 - Filtro LC Ótimo para a Modulação PWM a 6 pulsos.

Utilizando-se os valores de carga da Figura 3.6, tem-se:

$$Z_C = 30\Omega$$

$$L = \frac{0,29 \cdot 30\Omega}{377}$$

$$L \cong 23 \text{ mH}$$

$$C = \frac{1}{1,52 \cdot 30 \cdot 377}$$

$$C \cong 58 \mu\text{F}$$

Após o dimensionamento do filtro, optou-se por fazer simulação da estrutura sem a presença do Sistema C.A..

A configuração utilizada na simulação está representada na Figura 6.6.

Os resultados obtidos estão representados pelas Figuras 6.7a e b.

Nas Figuras 6.8a, b e c estão representados os conteúdos harmônicos da tensão de saída do inversor, tensão de carga e a corrente de carga, respectivamente.

Na Figura 6.7a pode-se ver que a tensão e a corrente de carga estão praticamente isenta de harmônicos. As Figuras 6.8b e c confirmam.

A fundamental da tensão de saída do inversor sofre um pequeno defasamento, provocado pelo filtro LC, como mostra a Figura 6.7a. Um dos objetivos da modulação PWM nesta estrutura é o de evitar esta diferença de fase. Com a modulação PWM a 8 pulsos isto é possível. Na simulação isto não foi possível porque o filtro LC foi projetado para modulação PWM a 6 pulsos, ficando super-dimensionado para a modulação PWM a 8 pulsos que foi utilizada.

Utilizando os critérios para dimensionamento de filtro LC, descritos em [11], obtem-se os seguintes valores de L e C. para modulação a 8 pulsos.

$$L = 13\text{mH}$$

$$C = 20\ \mu\text{F}$$

Com estes valores, simulou-se a estrutura representada na Figura 6.6.

Os resultados obtidos estão representados nas Figuras 6.9 a e b.

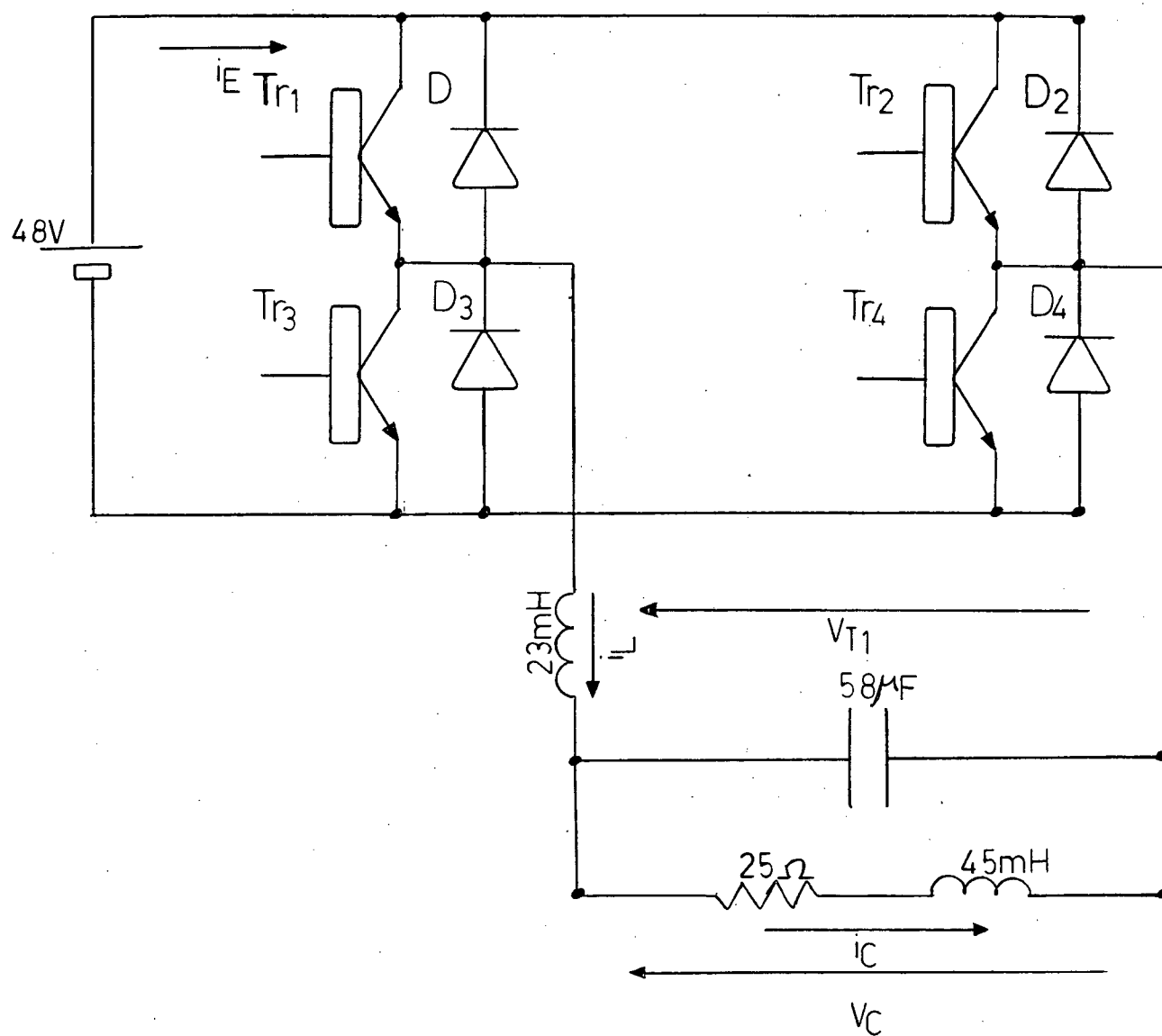
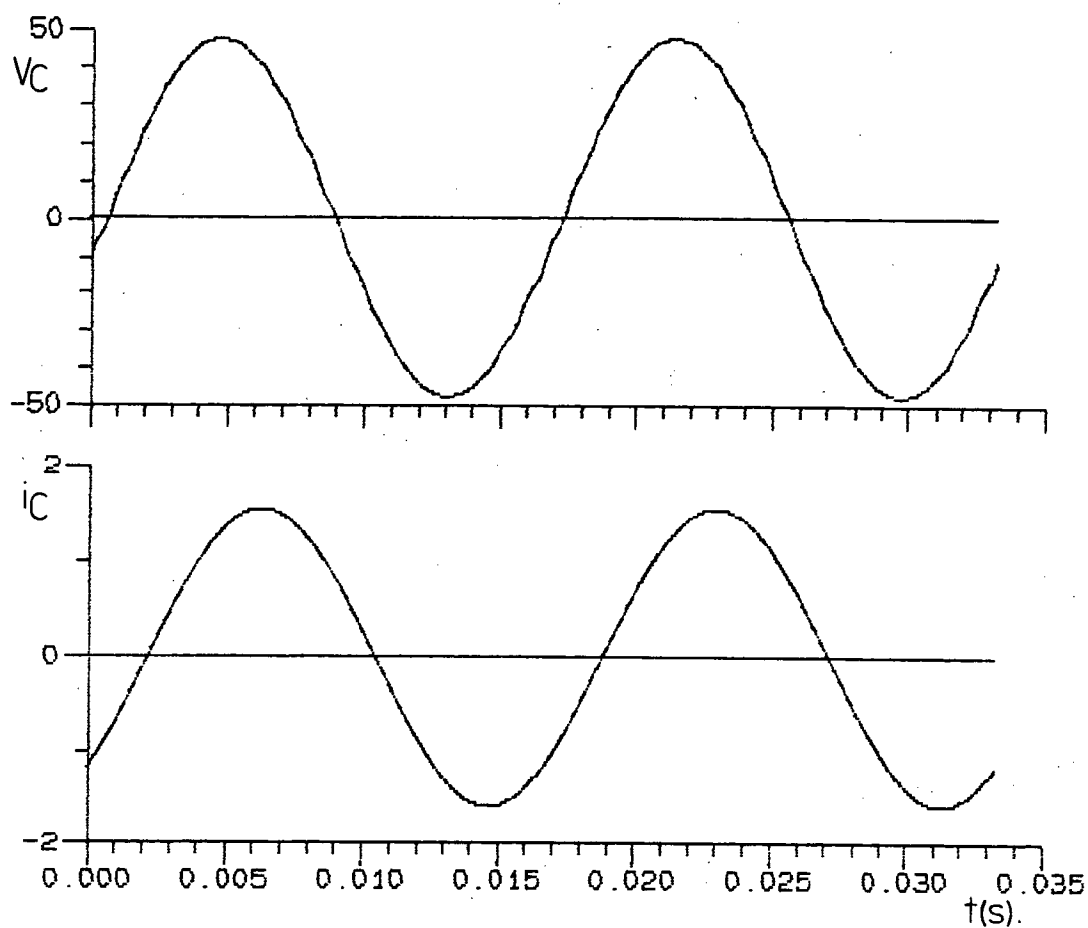


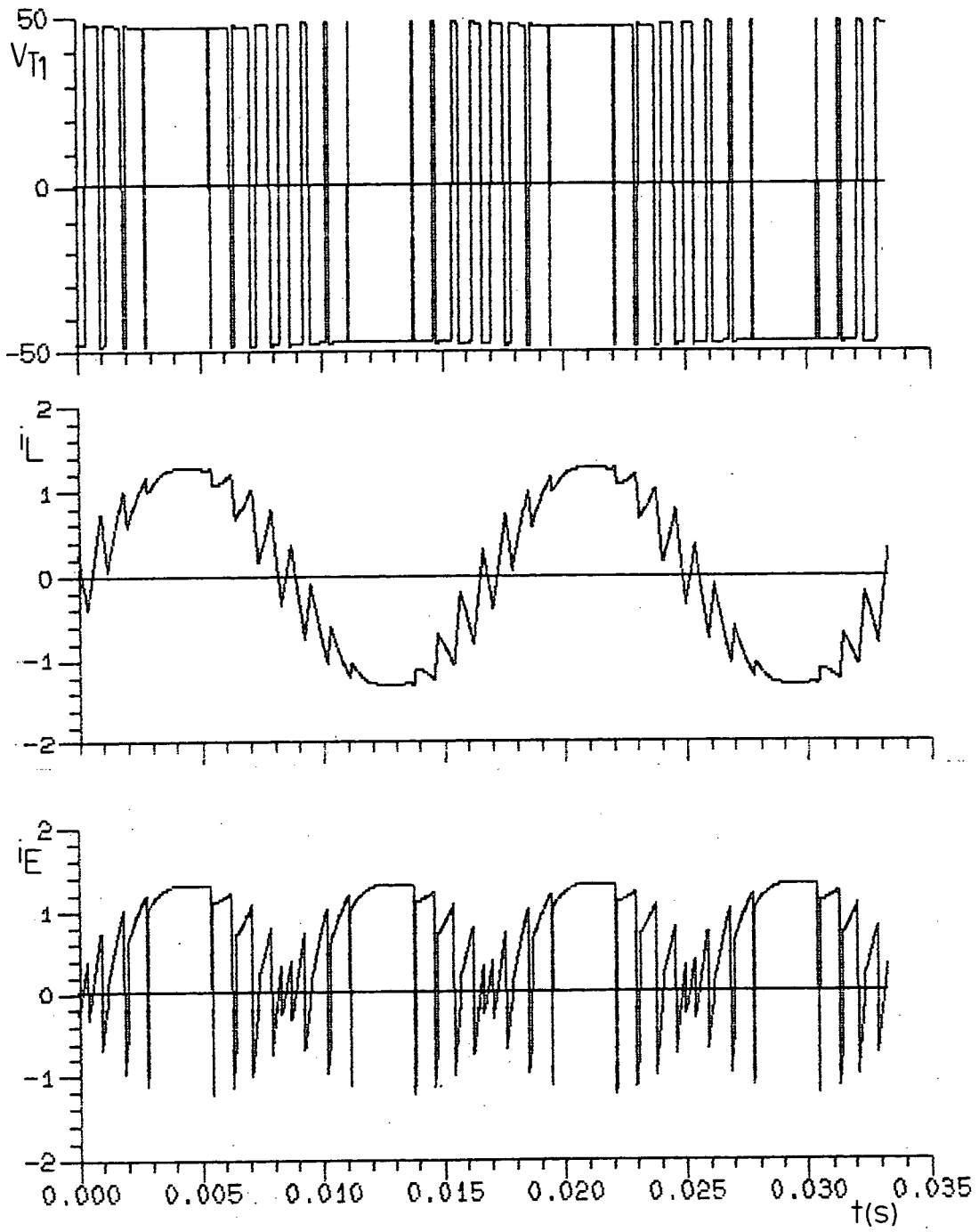
FIGURA 6.6 - Configuração Utilizada na Simulação.



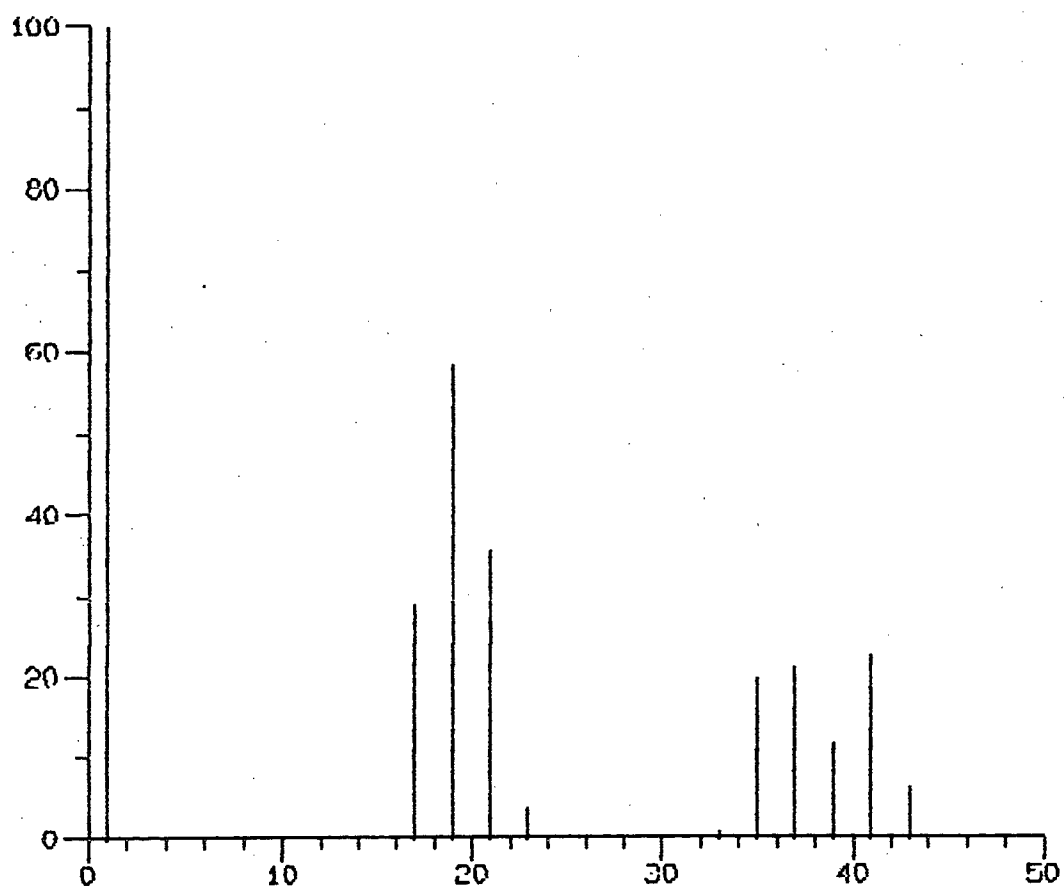
(a)

FIGURA 6.7 - Simulação com Modulação PWM

(a), (b) Resultados Obtidos



(b)

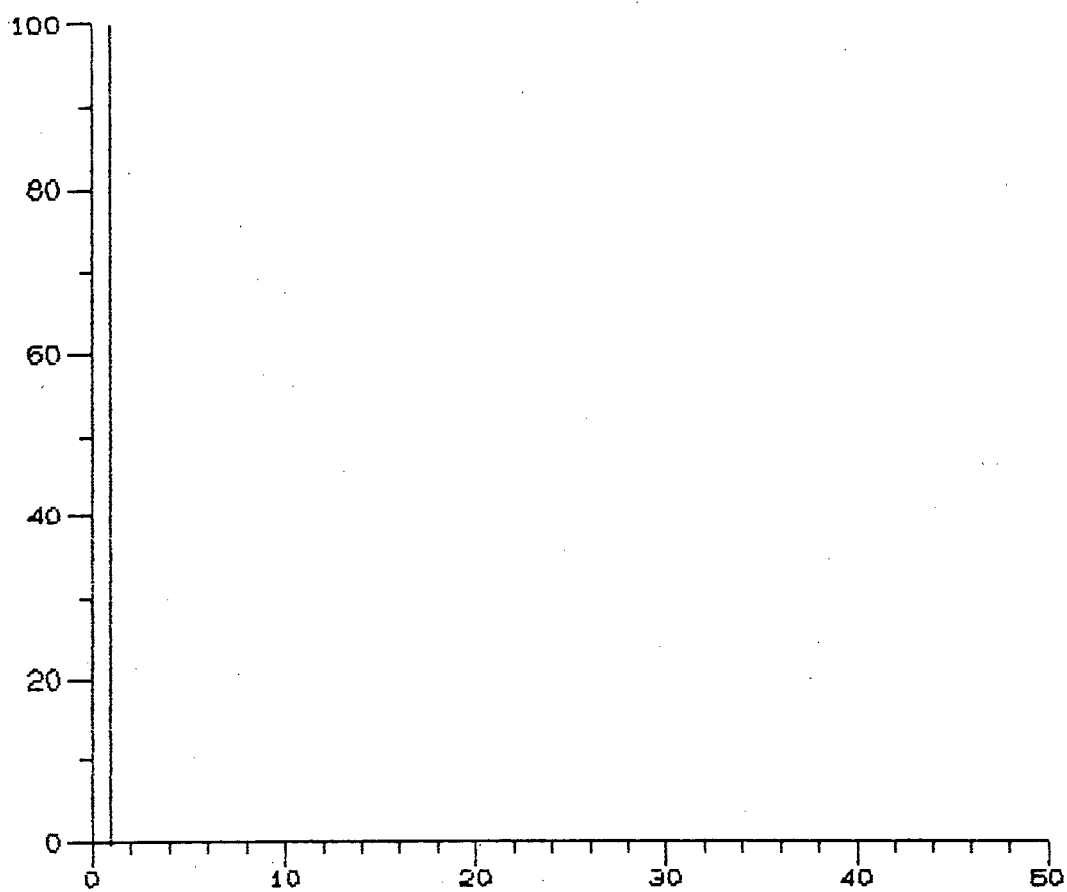


(a)

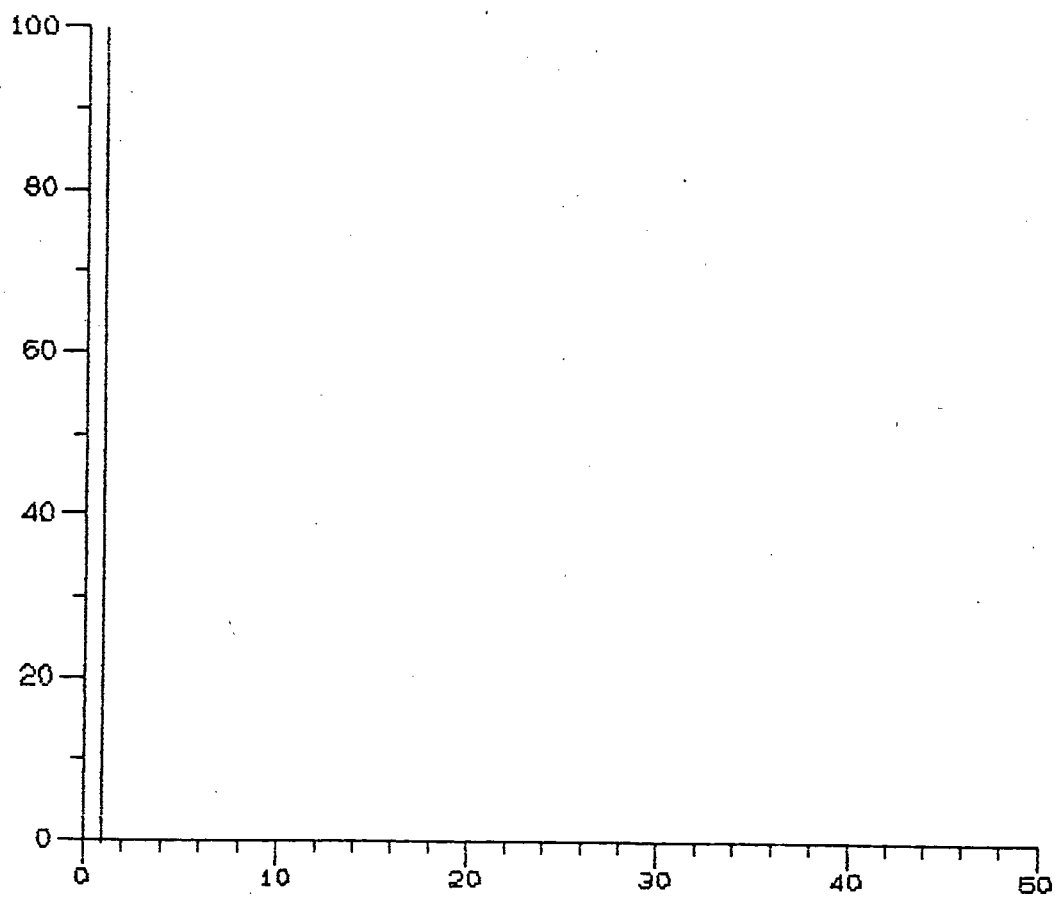
FIGURA 6.8 - (a) - Tensão de Saída do Inversor

(b) - Tensão de Carga

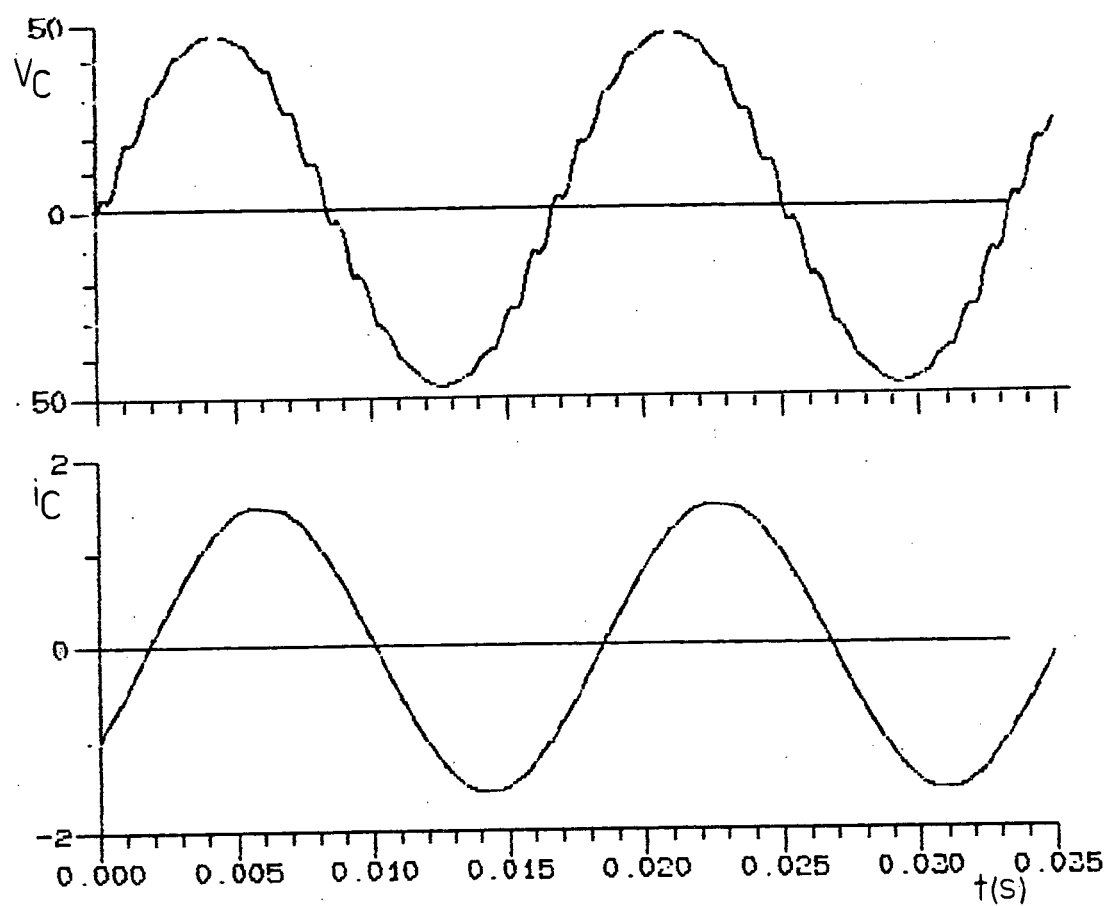
(c) - Corrente de Carga



(b)

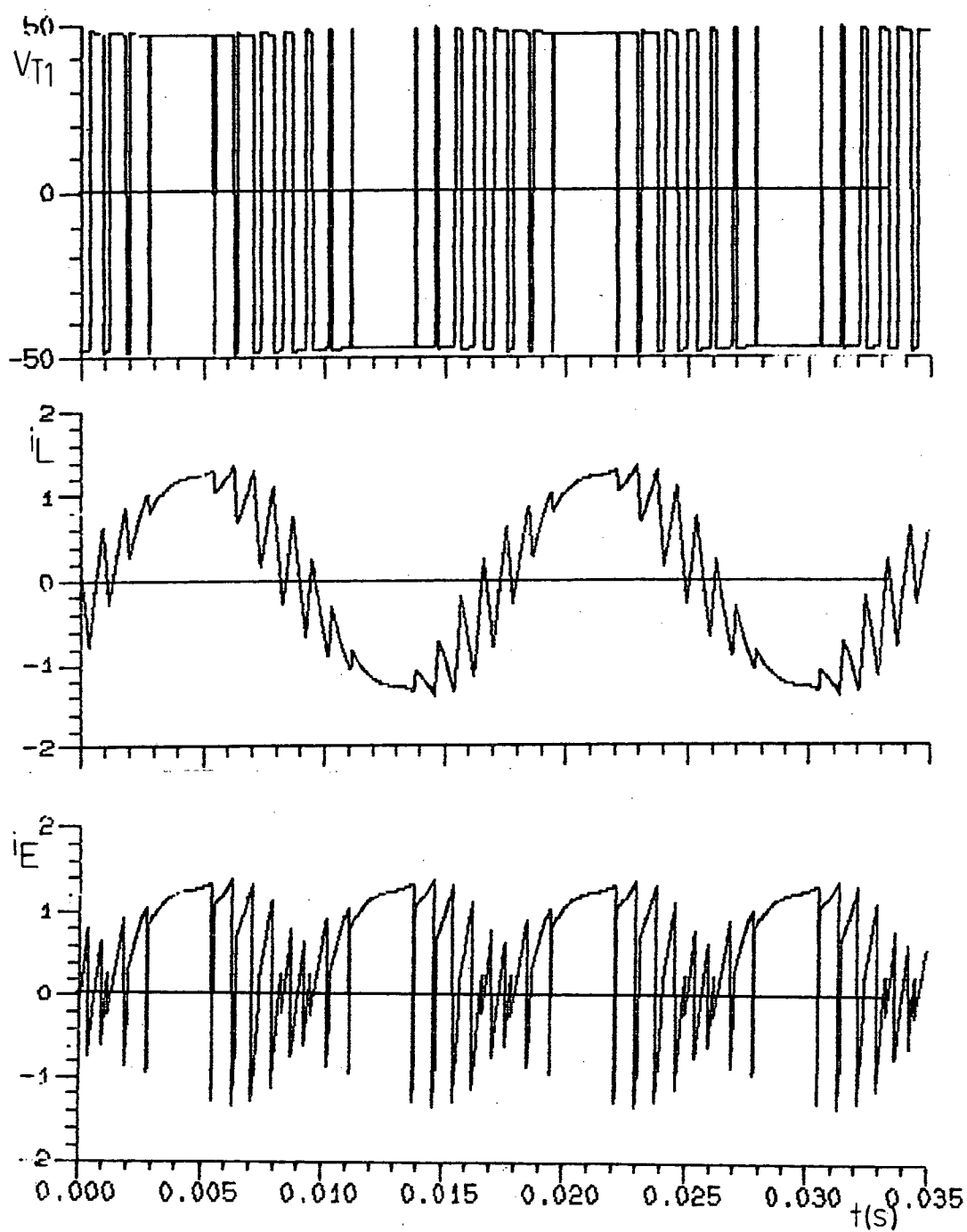


(c)



(a)

FIGURA 6.9 - (a), (b) Resultados Obtidos.



b)

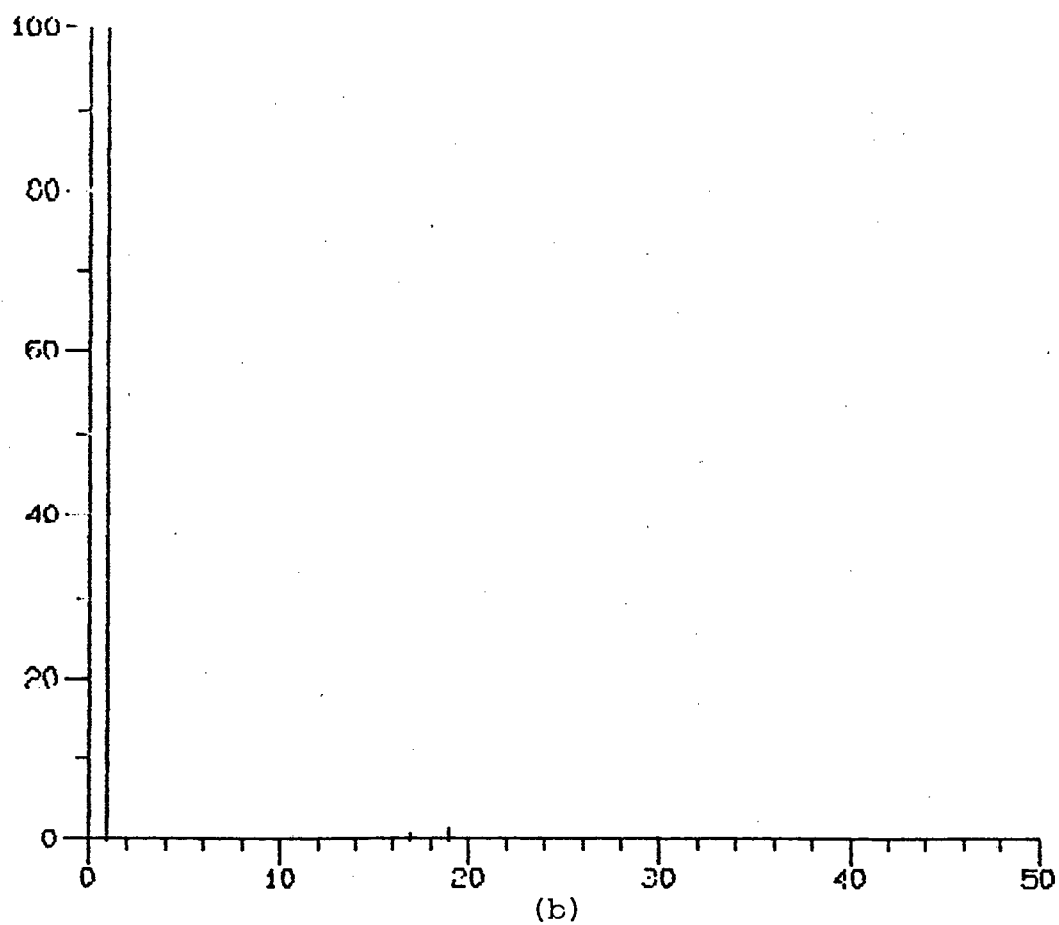
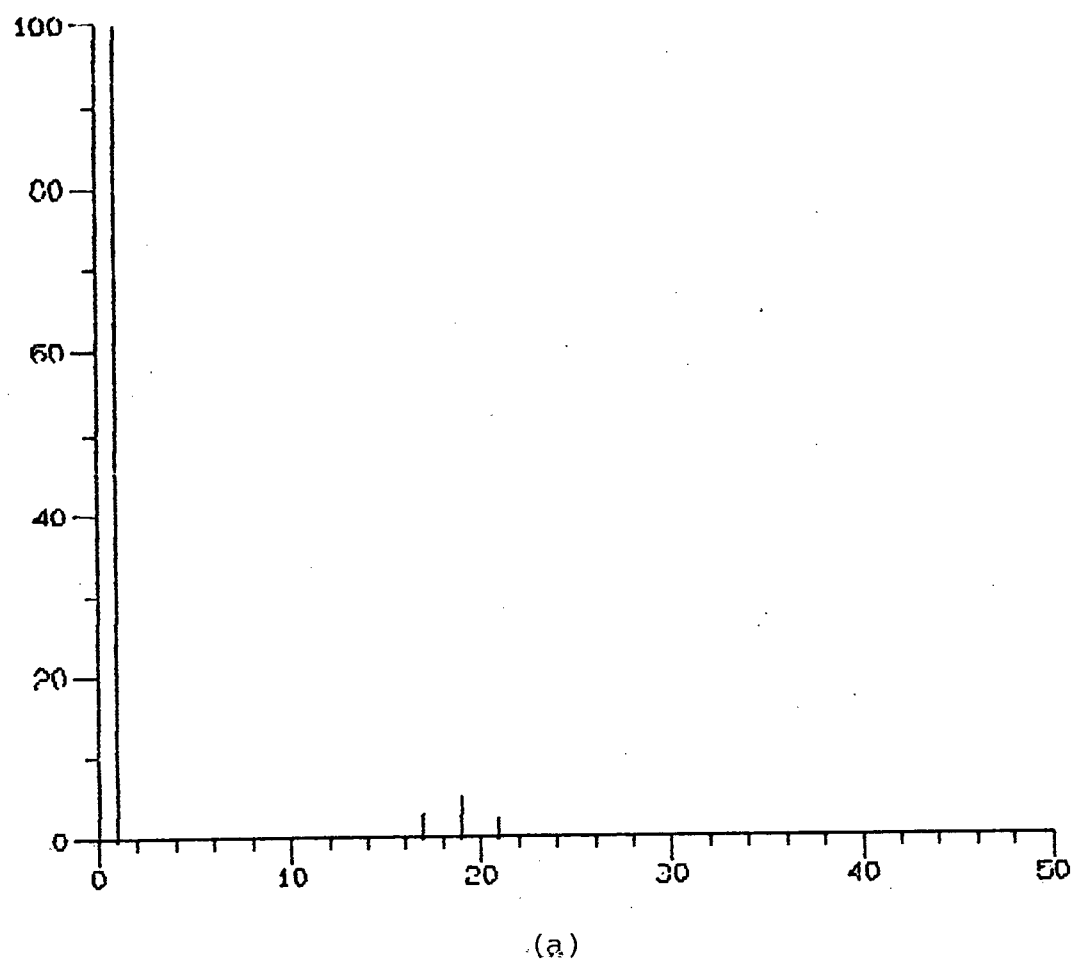


FIGURA 6.10 - (a) Tensão de Carga
(b) Corrente de Carga

Nas Figuras 6.10 a e b estão representados os conteúdos harmônicos da tensão e corrente de carga respectivamente. Pode-se notar a presença de harmônicos de ordem elevada, mas mesmo assim a taxa de distorção harmônica é baixa.

Comparando-se os valores de L e C desta simulação com os da modulação 180° fica evidente a razão da utilização da modulação PWM.

Com estes valores de L e C, consegue-se manter a fundamental da tensão de saída do inversor com defasagem nula.

6.4 - Circuito Lógico de Leitura de Memória

O emprego da modulação fixa sugere a utilização de memória para o armazenamento da função de chaveamento, pois esta função é fixa e otimizada para a eliminação dos harmônicos de baixa ordem.

Utilizou-se uma memória com 256 endereços.

A Tabela 6.1 mostra o conteúdo desta memória, onde está armazenado $1/4$ do padrão PWM.

O circuito da Figura 6.11 executa a leitura da memória e coloca a disposição dos circuitos de comando dos transistores os sinais necessários para a modulação.

O contador de 12 bits é utilizado para endereçar os dados contidos na memória.

As saídas do contador $Q_1 - Q_8$ vão de zero a 255 lendo todos os dados da memória. Para completar $1/2$ período de funcionamento a memória deve ser lida da posição 255 para a posição zero.

POSIÇÃO	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
00	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
20	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
50	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
60	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
70	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
80	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
110	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
120	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
130	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
140	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
160	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
170	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
180	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
190	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
200	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
210	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
220	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
230	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
240	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
250	0	0	0	0	0					

TABELA 6.1 - Conteúdo da Memória.

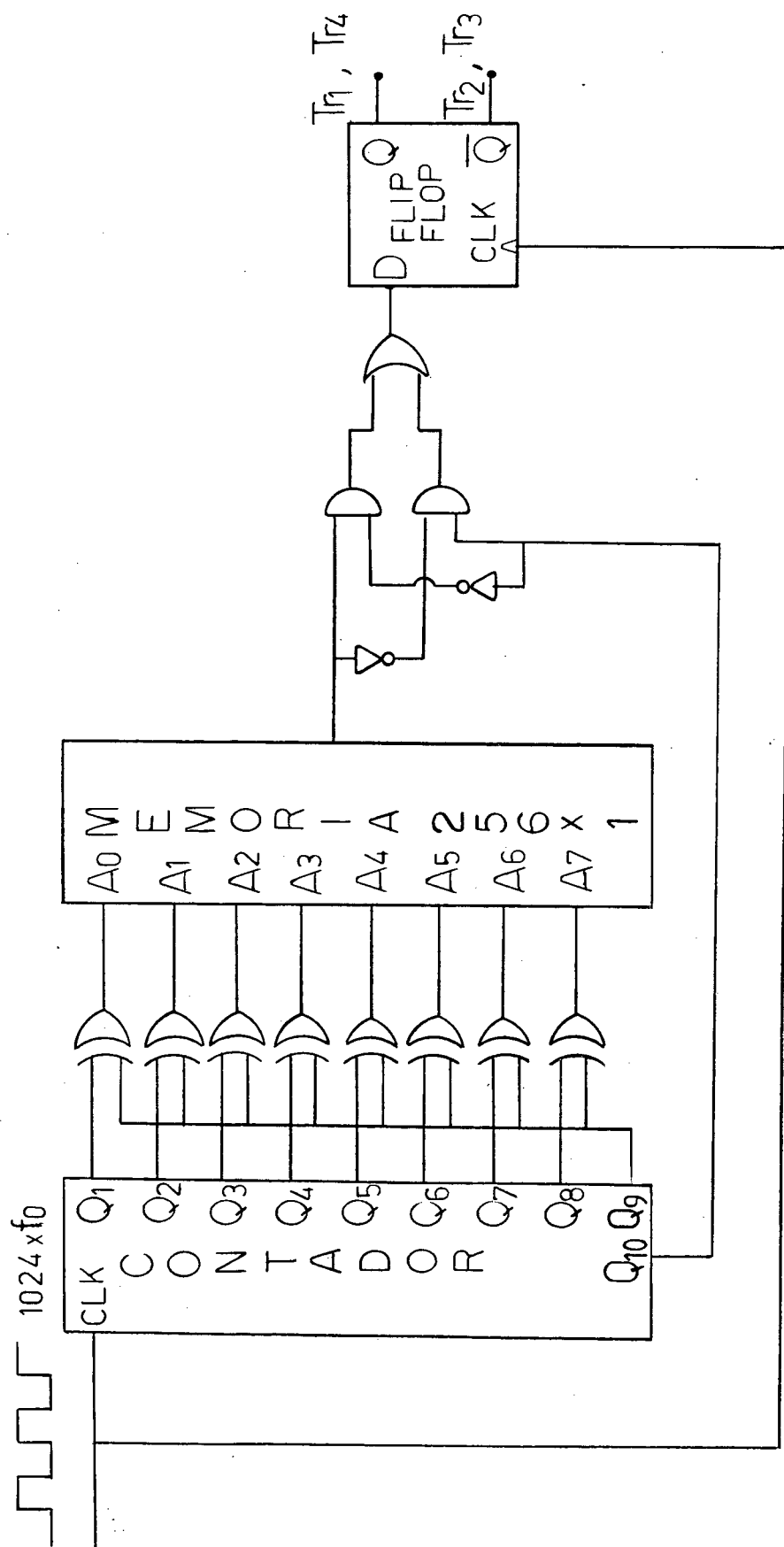


FIGURA 6.11 - Circuito de Leitura de Memória.

Para que isto fosse possível utilizou-se portas OU - EXCLUSIVO para complementar as saídas $Q_1 - Q_8$ quando a saída Q_9 estiver alta. Obtendo-se assim um contador de 8 bits "UP-DOWN".

As saídas do contador estão mostradas na Figura 6.12.

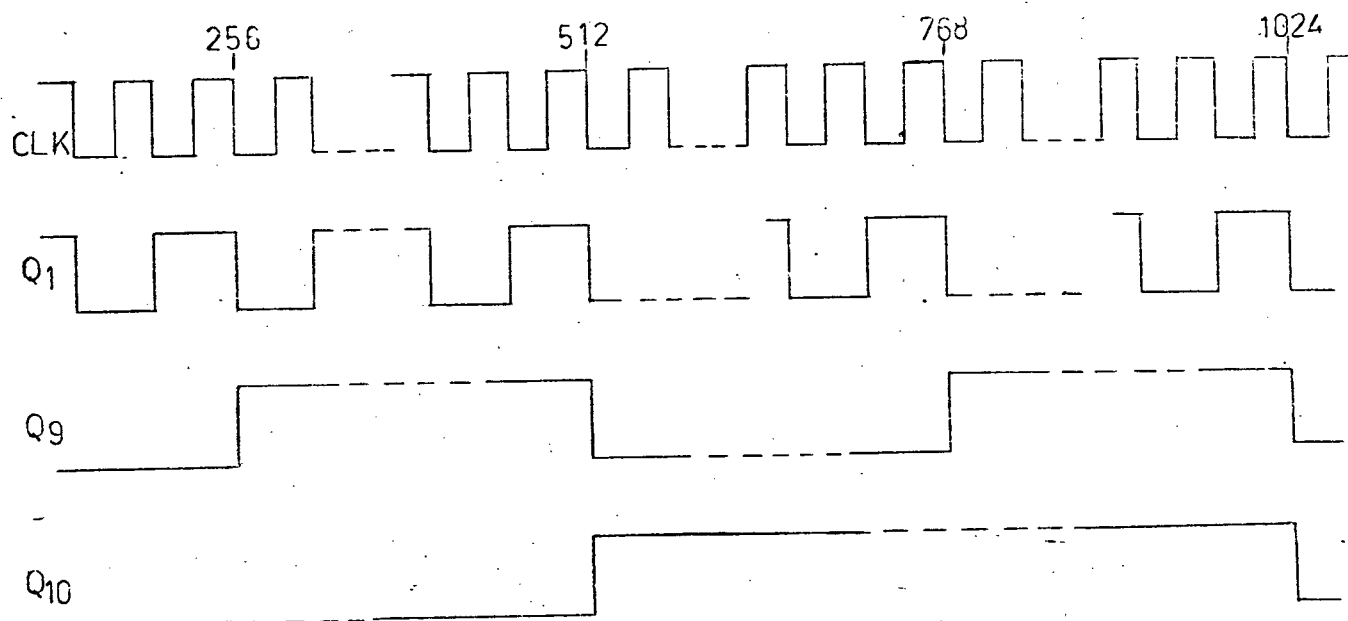


FIGURA 6.12 - Saídas do Contador.

6.5 - Incorporação do Circuito Lógico da Modulação PWM ao Circuito Lógico de Comando do Inversor

Verifica-se pela Figura 6.11 a necessidade de obter-se uma frequência de clock de 1024 vezes a frequência do Sistema C.A., ou frequência de funcionamento do inversor.

Para manter o critério de funcionamento da estrutura, ou seja, deslocamento da tensão de saída do inversor em relação a tensão do Sistema C.A., é necessário manter o circuito lógico de comando do inversor e introduzir entre este e o circuito que faz o tratamento do sinal lógico (Figura 4.4) o circuito lógico da modulação PWM.

A Figura 6.13 mostra a incorporação do circuito lógico da modulação PWM ao circuito de comando do inversor.

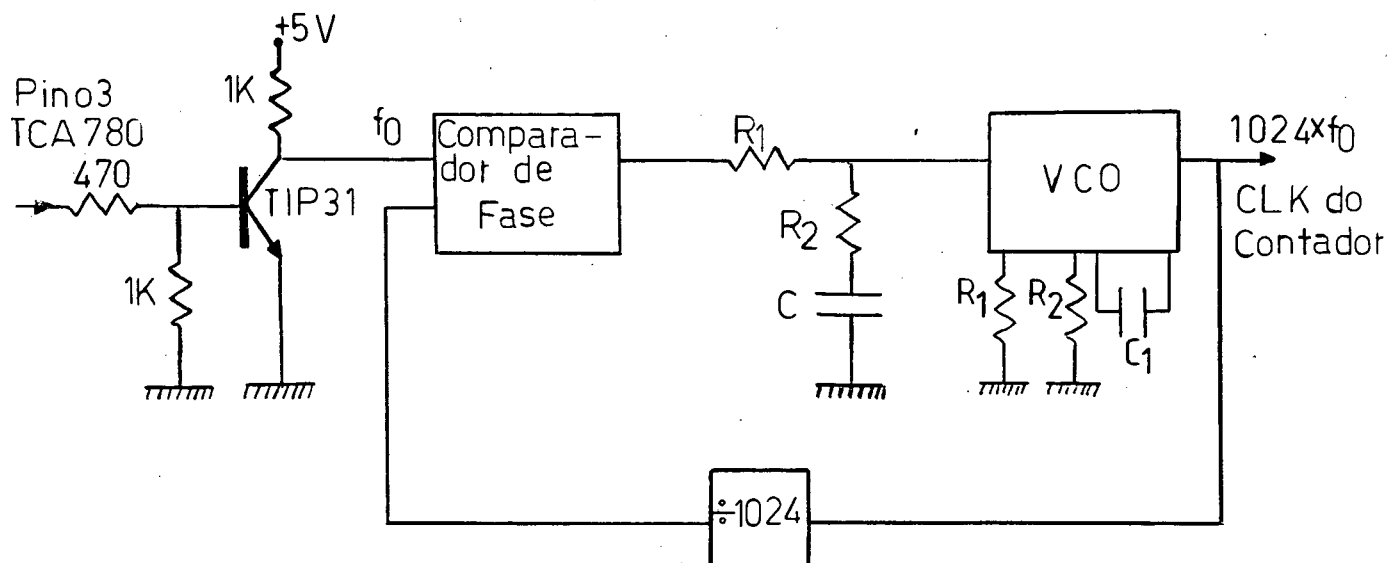


FIGURA 6.13 - Circuito de Incorporação.

A alimentação do circuito lógico da modulação PWM é de 5V e do circuito lógico de comando do inversor é de 15V. O transistor TIP 31 faz a adaptação da alimentação.

Pode-se notar que o circuito da Figura 6.13 trata-se de um Sistema PLL (Phase Locked Loop) que tem por objetivo:

- Sincronismo da PWM com o sinal proveniente do TCA 780.
- Multiplicação da frequência de funcionamento do inversor ao nível exigido pelo PWM.

Assim a forma de onda da modulação PWM estará em sincronização e fase com o sinal proveniente do TCA 780.

A Figura 6.14 representa a modulação PWM a 7 pulsos descrita.

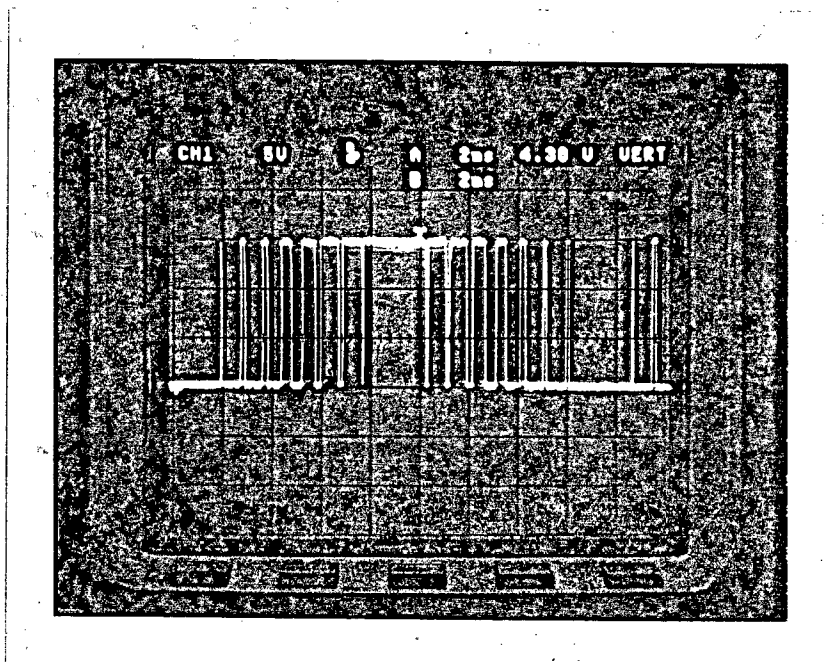


FIGURA 6.14 - Sinal Lógico de Modulação PWM
à 7 Pulsos.

6.6 - Conclusões

Neste capítulo estudou-se a possibilidade da implementação da modulação PWM na estrutura proposta. A simulação mostrou ser possível.

As características da estrutura proposta não se alteram. O comportamento da potência média é o mesmo.

O filtro necessário para filtragem dos harmônicos é relativamente menor.

Em termos de comando, o circuito da Figura 6.13, realizou a sua função.

O emprego da modulação PWM se restringiu as simulações e a geração do sinal lógico.

Achou-se que para colocar a estrutura funcionando com modulação PWM, seria necessário um amadurecimento sobre o comportamento da estrutura na presença desta modulação.

A estrutura implementada não prevê problemas de comutação, que certamente ocorreriam com o uso da modulação PWM.

CONCLUSÃO

Estudou-se e implementou-se o Sistema No-Break não Convencional a transistores de potência com modulação 180 graus.

Os resultados experimentais ratificam os resultados da análise teórica e simulação.

A utilização do Sistema No-Break não Convencional mostrou ser possível e apresenta como vantagens:

- Baixa manutenção
- Menor custo, pois utiliza apenas um conversor
- Fácil instalação
- Possibilidade de remoção ou falha do inversor, sem acarretar falha no fornecimento de potência à carga.
- Controle de potência média e fator de potência.
- etc...

E como desvantagens:

- Não possui regulação de tensão.
- Filtros volumosos devido a modulação 180 graus.
- Malha de controle de carga da bateria deve ser melhorada.
- etc...

O Sistema No-Break não Convencional com modulação PWM, embora não implementado, mostrou ser possível e desejável através das simulações realizadas.

SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS SOBRE O ASSUNTO

- Utilização de Modulação PWM.
- Elaboração de uma malha de regulação da tensão de carga.
- Estudos sobre controle de nível de tensão das baterias.
- Otimização dos filtros de saída.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |01|- YUEW, M.H. & KNIGHT, R.L. - The Uninterruptible Power Evolution: Are our Problems Solved?, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, nº 2, Março/Abril 1973, pp. 122-126.

- |02|- HEISING, C.R. & JOHNSTON, J.F.JR. - Reliability Considerations in Systems Applications of Uninterruptible Power Supplies, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-8, nº 2, Março/Abril 1972, pp.104-107.

- |03|- BOUTIN, L.J. - Uninterruptible Power Supplies in the Textile Industry, IEEE Trans. Ind. Appl.. Vol. IA-9, nº 2, Março/Abril 1973, pp.127-132.

- |04|- COMEAU, G.E. - Mechanical and Battery-Stored Energy Systems for Meeting Uninterruptible and Buttered Eletric Power Needs, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-10, nº 2, Março/Abril 1974, pp.209-212.

- |05|- MAHMOUD, A.A. & WAID, R.A. - A Solid State Asynchronous Static Switch, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-8, nº 3, Maio/Junho 1972, pp.248-256.

- |06|- WOLPERT, T. - Uninterruptible Power Supply for Critical A.C. Loads - A New Approach, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-10, nº 5, Setembro/Outubro 1974, pp 627-634.

- |07|- GROSSMAW, M. Focus on UPS Systems: They Keep the Power Flowing, Eletronic Design, nº 10, Maio 1980, pp. 251-255.
- |08|- MIZUTANI, T. & SCHMIZU, T. & KUROKI, R. & HOSHI, T. - Power Transistorized Uninterruptible Power Supply, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, nº 4, Julho/Agosto 1984, pp. 961-966.
- |09|- WHITE, D.H. - Off-Line Micro UPS: a Cost-Effective Way to Keep Micros On-Line, Computer Technology Review, Dezembro 1983, pp.300-305.
- |10|- CAMPBELL, W.W. - Compact, Fully Enclosed UPS Systems Move Into The Computer-Room, Computer Technology Review, Dezembro 1983, pp.291-297.
- |11|- HAMPSON, L. - PWM Uninterruptible Power Supplies, Eletronic Components and Applications, Vol.4, nº 2, Fevereiro 1982, pp.100-110.
- |12|- DEWAN, S.B. & ZIOGAS, P.D. - Optimum Filter Design for a Single-Phase Solid-State UPS System, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, nº 6, Novembro/Dezembro 1979, pp.664-669.
- |13|- BEDFORD, B.D. & HOFT, R.G. - Use of Feedback Rectifiers, Principles of Inverter Circuits, John Wiley & Sons, Inc 1964, Capítulo 7, pp.184-190.

- |14|- FOCH, M. & ARCHES, J.P. Une Commande de 9KW a Transistor Pour Moteur a Courant Continu, Le Transistor de Puissance Dans Son Environnement, Thom Som - CSF, 1978, Capítulo XVII.
- |15|- BOONADA, S. - Sistemas "No-Break" Estáticos, Revista Siemens III, nº 3, 1983, pp.2-5.
- |16|- LINDSEY, J. & SIMON, M.K. - Phase-Locked Loops & Their Applications, IEEE PRESS, 1977.
- |17|- KLAPPLER, J. & FRANKLE, J.T. - Phase-Locked and Frequency-Feed-back Systems, Academic Press, 1972.
- |18|- BARBI, I. - Eletrônica de Potência, UFSC, 1986.
- |19|- BARBI, I. - Características de Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS) Aplicado a Computadores, Apostila, UFSC, 1985.
- |20|- TORRI, P.J. - Inversor de Corrente a Transistores com Modulação PWM e sua Aplicação em Fontes Ininterruptas de Energia, Tese de Mestrado, UFSC, Dezembro 1986.
- |21|- Manual de Utilização do Programa SACEC, UFSC, 1986.